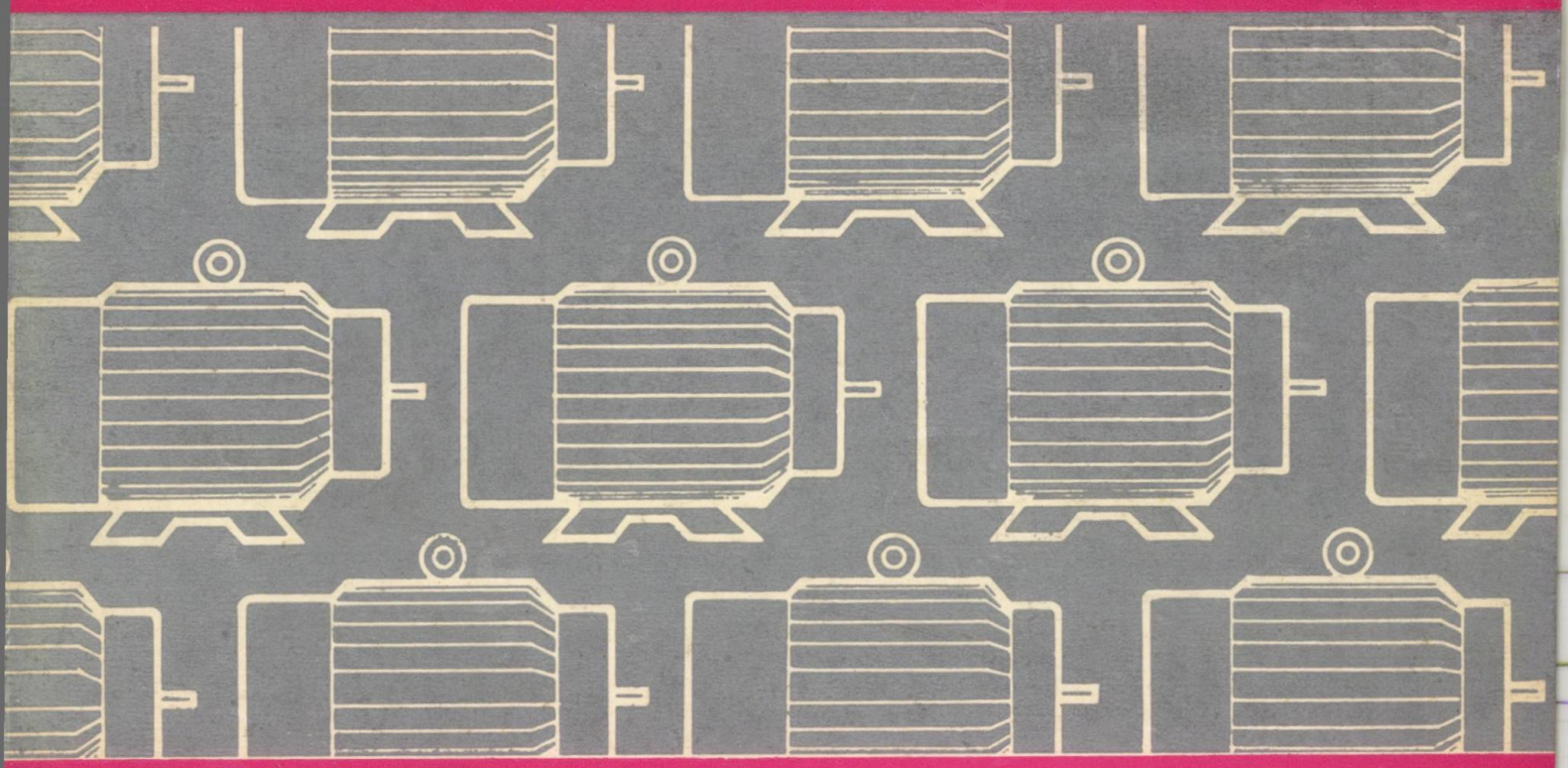
E 2040

ELECTROTEHNICA



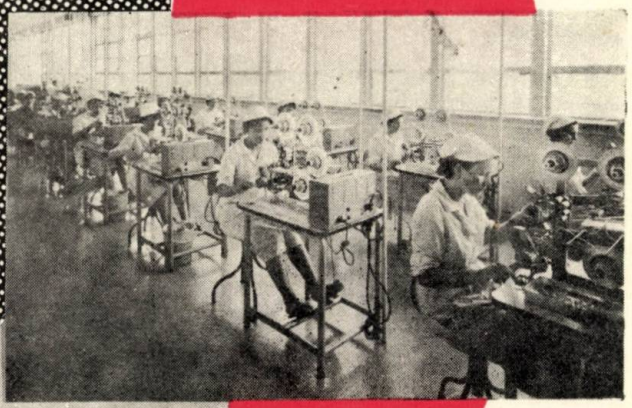
ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 19 • Nr. 1 • ianuarie 1971

1

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI—BĂNEASA

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32, ROMÂNIA – BUCUREŞTI II TELEFON 33.38.30 – TELEX 011203 CONT VIRAMENT 300.60.200 BNRSR S. II.

IPRS BĂNEASA



PIESE RADIO

Rezistoare cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare.
Condensatoare polistiren
Condensatoare poliester metalizat
Condensatoare hîrtie metalizată
Condensatoare hîrtie, pentru echipament auto
Condensatoare hîrtie, pentru startere
Condensatoare hîrtie, pentru antiparazitare
Condensatoare hîrtie, pentru telefonie
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Tranzistoare cu germaniu de joasă frecvență
– de mică putere
– de medie putere
– de putere
Tranzistoare cu germaniu de înaltă frecvență
– de mică putere
– drift
Tranzistoare de putere
Diode de semnal și comutație cu contact punctiform
Diode redresoare cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
– de mică putere
– de putere
Diode stabilizatoare de tensiune cu siliciu, de mică putere
Fotodiode cu germaniu

Vă rugăm să consultați cataloagele noastre.
Cabinetul tehnic, telef. 33.38.30/152.

ELECTROTEHNICA

Anul 19 Nr. 1, pag. 1—36 ianuarie 1971

CUPRINS

CZ 537.227 : 537.5 : 537.21

Tănăsescu, Fl. : **Influența unei alveole închise într-un dielectric asupra repartiției cîmpului electric și mecanismului de apariție și desfășurare a descărcărilor parțiale**

Electrotehnica **19**, nr. 1, ian 1971, p. 1—6

Se prezintă cîteva aspecte legate de influența pe care poziția alveolei închisă într-un dielectric o are asupra distribuției cîmpului electric și mecanismului de apariție și desfășurare a descărcărilor parțiale. Se modelează într-o cuvă electrolitică diferite construcții de alveole, a căror poziție față de electrozi a putut fi schimbată, prezentîndu-se și distribuțiile de potențial corespunzătoare. În partea finală a lucrării sînt date cîteva rezultate ale măsurării nivelului de perturbații, produs de descărcările parțiale în alveole de același tip cu cele studiate la modelarea în cuvă ; se fac consideratii și interpretări ale rezultatelor obținute.

CZ 681.32 : 621.312.32

Florescu, D. și *Ghione, R.* : **Utilizarea calculatoarelor în studiul proceselor tranzitorii din mașina sincronă**

Electrotehnica **19**, nr. 1, ian 1971, p. 6—11

Sînt prezentate o serie de modele matematice ale mașinii sincrone destinate fie calculatoarelor analogice fie celor digitale. La fiecare model sînt puse în evidență particularitățile de programare menționîndu-se problemele ce au fost studiate cu ajutorul lui.

Lucrarea conține și două scheme de modelare analogică precum și înregistrarea grafică a unor procese tranzitorii din mașinaa sincronă.

CZ 621.314.25/27 : 621.362 : 621.317.716 : 317.627.2

Raau, T. : **Regimul optim de funcționare la convertoarele electrotermice cu arc șuntat**

Electrotehnica **19**, nr. 1, ian 1971, p. 11—18

Se prezintă variantele constructive de bază ale convertoarelor electrotermice trifazate cu arc electric șuntat. Se pun în evidență, prin ecuațiile generale ale convertorului, componentele active și reactive ale cuplajului inductiv și componenta activă a cuplajului rezistiv. Cu ajutorul relațiilor obținute se fac interpretări referitoare la regimurile de functionare ale convertorului. Rezultatele experimentale prezentate constituie o confirmare a valabilității ecuațiilor în care se remarcă cele două componente active ale cuplajului electric și magnetic.

CZ 621.332—82 : 621—83

Opaschi, M. : **Conectarea hidrogeneratoarelor la rețea prin autosincronizare**

Electrotehnică **19**, nr. 1, ian. 1971, p. 19—23

Se examinează, pentru cazurile de avarie, punerea în paralel cu rețeaua electrică a hidrogeneratoarelor. Se face teoria, calculul și verificarea experimentală pe hidrogeneratoarele a trei hidrocentrale așezate pe Bistrița în aval față de Bicaz.

CZ 621.314.263 : 538.652

Lăpușan, V. și *Toader, S.* : **Multiplicator de frecvență cu traductoare magnetorezistive.**

Electrotehnică **19**, nr. 1, ian 1971, p. 23—27

Se studiază cîteva posibilități de multiplicare a frecvenței cu traductoare magnetorezistive cu elemente semiconductoare

TEZE DE DOCTORAT 28—29
REFERATE 29—31
SCURTE ȘTIRI 32
TEMATICA 33—34

Abonați-vă
la
reviste:
CONSTRUCȚIA
DE MAȘINI
ELECTROTEHNICA
AUTOMATICA
ȘI
ELECTRONICA

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 537.227 : 537.5 : 537.21

Тэнэсеску, Фл.: **Влияние закрытой в диэлектрике ячейки на распределение электрического поля и механизма появления и протекания частичных разрядовл**

Electrotehnica 19, № 1, янв. 1971 г., стр. 1–6

Приводится несколько аспектов, связанных с влиянием положения закрытой в диэлектрике ячейки на распределение электрического поля и механизма появления и протекания частичных разрядов. Моделируются в электролитной ванне различные конструкции ячеек, положение которых по отношению к электродам можно было изменить, с указанием соответствующих распределений потенциала. В заключение излагается несколько результатов измерения уровня пертурбаций, вызванных частичными разрядами в ячейке такого же типа, как те, которые были исследованы при моделировании в ванне; приводятся некоторые соображения и интерпретации в связи с полученными результатамн.

ДК 681.32 : 621.313.32

Флореску, Д. и *Гионе, Р.:* **Применение вычислительных машин при изучении неустановившихся процессов в синхронных машинах.**

Electrotehnica 19, № 1, янв. 1971 г., стр. 6–11

Приводится ряд математических моделей синхронной машины, предназначенных как для аналоговых вычислительных машин, так и для цифровых. При каждой модели отмечаются особенности программирования, а также и проблемы, исследованные при их помощи. Работа содержит две схемы аналогового моделирования, а также графическую запись некоторых неустановившихся процессов в синхронной машине.

ДК 621.314.25/27 : 621.362 : 621.317.716 : 621.317.627.2

Раду, Т.: **Оптимальный режим работы на электротермических преобразователях с шунтированной дугой.**

Electrotehnică 19, № 1, янв, 1971 г., стр. 11–18

Приводятся основные конструктивные варианты трехфазных электротермических преобразователей с электрической щунтированной дугой. Отмечаются, путем общи уравнений преобразователя, активные и реактивные составляющие индуктивной связи с активная составляющая резистивной связи. При помощи полученных отношений проводится интерпретация режимов работы преобразователя. Изложенные экспериментальные результаты являются подтверждением достоверности уравнений, в которых отмечаются две активные составляющие электрической и магнитной связи.

ДК 621.322–82 : 621–83

Опаски, М.: **Подключение гидрогенераторов к сети путем самосинхронизации.**

Electrotehnica 19, № 1, янв. 1971 г., стр. 19–23

Рассматривается, для аварийных случаев, параллельное включение гидрогенераторов в электрическую сеть, Излагаются теореия, расчет и экспериментальная проверка гидрогенераторов трех гидроцентралей, расположенных на Бистрице вниз по течению к Биказу.

ДК 621.314.263 : 538.652

Лэпушан, В. и *Тоадер, С.:* **Частотный мультипликатор с магниторезистивными датчиками.**

Electrotehnica 19, № 1, янв. 1971 г,. стр. 23–27

Изучается несколько возможностей мультипликации частоты магниторезистивными датчиками с полупроводниковыми элементами.

СТАДИИ ДОКТОРАТА 28–29

ДОКЛАДЫ 29–31

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ 32

INHALT

DK 537.227 : 537.5 : 537.21

Tănăsescu Fl. : **Der Einfluss einer geschlossenen Alveole in einem Dielektrikum auf die Verteilung des elektrischen Feldes und auf den Vorgang des Auftretens und des Verlaufes von Teilentladungen.**

Electrotehnica **19**, Nr. 1, ian. 1971, S. 1–6

Man zeigt gewisse Aspekte im Zusammenhang mit dem Einfluss, den die Lage einer in einem Dielektrikum eingeschlossenen Alveole, auf die Verteilung des elektrischen Feldes und auf den Vorgang des Auftretens und des Verlaufes der Teilentladungen ausübt. Man modelliert in einem elektrolytischen Behälter verschiedene Alveolen-konstruktionen deren. Stellungen zu den Elektroden geändert werden konnte und zeigt dabei auch die entsprechenden Potentialverteilungen. Im letzten Teil des Aufsatzes gibt man einige Ergebnisse an bzgl. des Ausmasses von Störungen, die von Teilentladungen hervorgerufen werden und dies in Alveolen derselben Type wie diejenige, die bei der Modellierung im Behälter untersucht wurde ; es folgen einige Betrachtungen und Deutungen der erhaltenen Resultate.

DK 681.32 : 621.313.32

Florescu D. und *Ghione R.* : **Die Verwendung von Rechnern beim Studium der transistorischen Vorgange in der Synchronmaschine.**

Electrotehnica **19**, Nr. 1, ian 1971, S. 6–11

Aufgeführt wird eine Reihe mathematischer Modelle der Synchronmaschine die entweder für die Analog-oder für die Digitalrechner bestimmt sind. Bei jeden Modele werden die Programmierungseigenheiten hervorgehoben und dabei die Probleme genannt, mit dessen Hilfe sie untersucht wurden. Die Arbeit enthält auch zwei Schemen analogischer Modellierung sowie die graphische Aufzeichnung einiger Uebergangsvorgänge der Synchronmaschine.

DK 621.314.25/27 : 621.362 : 621.317.716 : 621.317.627.2

Radu T. : **Der günstigste Betriebszustand bei elektrothermischen Umformern mit Nebenschlussbogen.**

Electrotehnica **19**, Nr. 1, ian 1971, S. 11–18

Man behandelt die konstruktiven Grundabarten der drei phasigen elektrothermischen Umformer mit Nebenschlussboigen. Duch die allgemeinen. Gleichungen des Umformers werden die aktiven und reaktiven Komponenten der induktiven Kopplung sowie die aktive Komponente der resistiven Kopplung hervorgehoben. Mit Hilfe der erhaltenen Ausdrücke werden die Betriebszustände des Umformers gedeutet. Die angegebenen Versuchsergebnisse sind eine Bestätigung der Gültigkeit der Gleichungen, in denen die zwei aktiven Komponenten der elektrischen und magnetischen Kopplung auftreten.

DK 621.322–82 : 621–83

Opaschi M. : **Der Netzanschluss der Wasserkraft-generatoren durch Selbstsynchronisierung.**

Electrotehnica **19**, Nr. 1, ian 1971, S. 19–23

Man untersucht, für den Fall von Betriebsstörungen, das Parallelschalten von Wasserkraftgeneratoren mit dem Netz. Es erfolgt die Theorie, die Berechnung und die experimentelle Nachprüfung bei drei Wasserkraftzentralen auf der Bistriţa stromabwärts von Bicaz.

DK 621.314.263 : 538.652

Lăpuşan V. und *Toader S.* : **Frequenzmultiplikator mit magnetoresistiven Transduktoren.**

Electrotehnica **19**, Nr. 1, ian 1971, S. 23–27

Man untersucht einige Möglichkeiten zur Vervielfachung der Frequenz mittels magnetoresistiven Uebertrager mit Halbleiterelementen.

DOKTORTHEMEN 28–29
REFERATE 29–31
KURZBERICHTET 32

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 19 nr. 1 București, ianuarie 1971

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883

Influența unei alveole închise într-un dielectric asupra repartiției cîmpului electric și mecanismului de apariție și desfășurare a descărcărilor parțiale

FLORIN TĂNĂSESCU * — București

CZ 537.221 : 537.5 : 537.21

1. Probleme generale privind descărcările în alveolele închise în dielectrici

De multe ori, schemele de izolație sau dielectricii utilizați în construcția mașinilor sau aparatelor electrice prezintă fisuri sau goluri, sub forma unor alveole, apărute fie de la început ca urmare a unor tehnologii imperfecte, fie în timp, datorită unor fenomene evolutive.

Existența alveolelor, a căror capacitate este relativ redusă în raport cu acea a dielectricului în care sînt „încastrate", face ca tensiuni mari, să se repartizeze pe capacitățile mici ale alveolelor, favorizînd apariția și menținerea regimului de descărcări parțiale.

Studiul proceselor electrice care apar în alveola unui dielectric se face pe model, cel imaginat de Gemant și Philipof [1] fiind modelul cel mai mult utilizat de diferiți autori, datorită simplității sale; acest lucru nu împiedică însă a evidenția limitările pe care le prezintă, în special legate de faptul că suprafețele de descărcare a alveolei au fost considerate de Gemant metalice, ceea ce diferă de cazul real, lucru dovedit și de neconcordanța legii multiplului de patru al descărcărilor, cu rezultale experimentale [2]—[5].

Multe probleme rămîn încă deschise și în ceea ce privește modul în care se desfășoară mecanismul descărcărilor parțiale în dielectric și factorii ce influențează asupra lui: gradul de participare al suprafeței în procesul de descărcare; dimensiunile alveolelor în cîmp; poziția lor etc. În ceea ce privește gradul de participare al suprafeței alveolei în momentul descărcării, cercetări teoretice și experimentale [6]—[12] au pus în evidență existența mai multor locuri de pe peretele alveolei (de formă circulară), care descarcă sarcinile oarecum „concentrate". Aceasta ar furniza în continuare elemente de dezvoltat, care să permită și elucidarea controversei legată de următoarele întrebări asupra cărora cercetările nu au dat încă răspuns: există întotdeauna diferență între tensiunea de stingere a descărcărilor și cea de aprindere? Dacă există, ce valoare are? Care este evoluția valorilor lor în timp?

Pînă în prezent, în literatura de specialitate sînt citate valori foarte variate pentru tensiunea de stingere: de la 0 la 95% din tensiunea de aprindere, ceea ce impune continuarea unor cercetări, cu atît mai mult cu cît unii autori [2], [18] menționează că însăși tensiunile de aprindere a descărcărilor sînt diferite dacă pereții alveolei sînt metalici sau izolanți. De asemenea, în timp, tensiunile de aprindere și stingere capătă valori diferite față de un „regim inițial", în sensul că, pentru o aceeași epruvetă la care s-a stabilit un nivel de descărcări, pentru a-l putea menține, trebuie crescută valoarea tensiunii aplicate; o dată cu aceasta și tensiunile de aprindere și stingere se stabilesc la valori mai mari.

În cazul dispariției descărcărilor la scăderea tensiunii peste o anumită limită, valoarea tensiunii de stingere are o valoare mai ridicată decît aceea a tensiunii de aprindere, ca și cum ar exista un „hysterezis" [13].

Evident, la toate aceste întrebări s-au dat pînă acum din păcate, răspunsuri ce caracterizează doar parțial și în special calitativ procesul; de fapt este și de așteptat, întrucît procesul descărcărilor cu un caracter aleatoriu, este dependent de mulți factori, unii cunoscuți, alții mai puțin, ca și de ipotezele simplificatoare care făcute, elimină anumiți factori care în anumite condiții pot influența decisiv procesul.

2. Influența formei alveolei asupra regimului de descărcări

Deși există un volum mare de experimentări, concluzii privind modul în care forma alveolei influențează procesul și valoarea descărcă-

* Dr. ing. *Fl. Tănăsescu* este directorul Institutului de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.) București.

rilor parțiale sînt incipiente, tocmai datorită faptului că forma și dimensiunile utilizate sînt diferite de la autor la autor. Unii preferă alveolele sferice [7], [14]—[16] motivat poate atît prin unele apropieri de situații reale, cît și datorită posibilității de a efectua mai ușor unele calcule, în special atunci cînd se determină tensiunea de amorsare utilizînd legea lui Paschen, sau alte formule derivate din aceasta.

În alte cercetări, se utilizează alveole cilindrice, realizate fie prin turnare, fie prin practicarea în plăci de material izolant și introduse apoi în configurații geometrice bine definite [17]—[24]. Diametrul lor variază în game largi, de la 1—16 mm, iar adîncimea 0,1—20 mm. În acest fel, dată fiind complexitatea problemei, unii autori menționînd chiar existența unor dimensiuni critice pentru dimensiunile alveolei [16], apare ca o necesitate studierea cu atenție a rezultatelor și în special interpretarea lor, întrucît unele fenomene posibile la anumite dimensiuni, dispar în cazul altora (numărul de descărcări, variația tensiunii de aprindere cu diametrul alveolei, stingerea descărcărilor, durata de viață funcție de dimensiunile geometrice etc.).

Experimentări efectuate de autor [13] au condus la concluzia că numărul de descărcări funcție de tensiunea aplicată în cazul unor alveole deschise, de diametru 6—36 mm, variază cu diametrul alveolei, numărul lor descrescînd cu cît diametrul este mai mare, așa cum rezultă din figura 1.

Variații asemănătoare ale curbelor obține Kanoun-Lacoste-Bui Ai [16] pentru alveolele cilindrice, de diametru 3—6 mm și o înălțime de 8 mm, curbele sale arătînd același fenomen calitativ. În plus, rezultatele lor lasă să se întrevadă faptul că deși influența dimensiunilor alveolei este foarte puternică, panta duratei de viață, în mod contrar, este independentă de dimensiunile golului.

Calculul intensității cîmpului electric dintr-o alveolă, efectuat după legea lui Paschen, furnizează date interesante asupra tensiunii de amorsare. Valorile stabilite de Wind în acest mod [15] și date în figura 2, concordă cu alura curbei experimentale deduse de autor [13] și prezentată în figura 3. Acest lucru poate explica și constatările profesorului Kind sesizate la Congresul de la Ilmenau [22] în care arată că pentru o izolație, o alveolă de dimensiuni mari, constituie un pericol mai mic decît porii, în care pot apare concentrații de cîmp deosebite.

3. Influența poziției alveolei asupra reparității cîmpului în dielectric

3.1. *Considerații teoretice.* Intensitatea cîmpului electric ce se stabilește într-o alveolă cilindrică care conține aer, poate fi determinată din condiția că, la trecerea prin suprafața de discontinuitate pe care o constituie fiecare din fețele alveolei, se conservă componenta tangențială a intensității cîmpului și componenta normală a inducției electrice. Dacă prin α

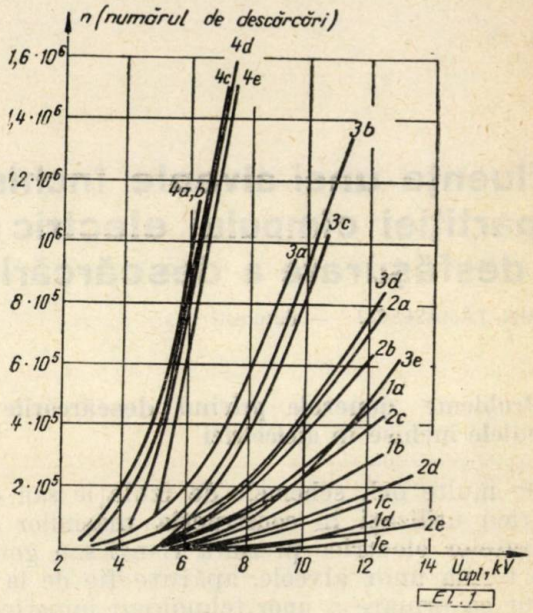


Fig. 1. Variația numărului de descărcări funcție de tensiunea aplicată pentru o alveolă de înălțime variabilă (d = 5—20 mm) și diametru variabil (Ø = 6—36 mm). Indicele fiecărei curbe reprezintă :

1, d = 20 mm; *2*, d = 16 mm; *3*, d = 10 mm; *4*, d = 5 mm; *a*, Ø = ∞; *b*, Ø = 36 mm; *c*, Ø = 24 mm; *d*, Ø = 12 mm; *e*, Ø = 6 mm.

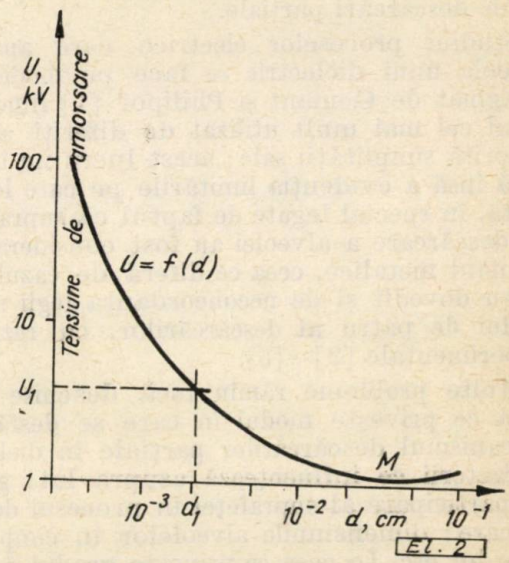


Fig. 2. Tensiunea de apariție a descărcărilor funcție de diametrul alveolei (după [15]).

se înțelege unghiul dintre cîmpul electric din alveolă E_f și planul ei, E intensitatea cîmpului în dielectric, ε_r permitivitatea relativă a dielectricului, prin simple calcule se găsește că pentru α variind între 0—90° (adică toate pozițiile intermediare pe care le poate lua alveola

și anume în poziția paralelă cu cîmpul, sau perpendiculară pe el), valorile variază între E și $\varepsilon_r E$; valoarea maximă poate fi $\varepsilon_r E$ și anume pentru $\alpha = 0$, adică atunci cînd axa ca-

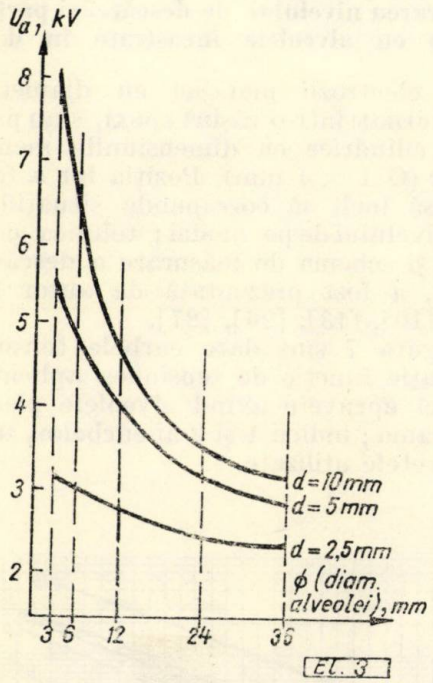


Fig. 3. Tensiunea de apariție a descărcărilor, funcție de diametrul alveolei pentru diferite distanțe d la care electrodul vîrf a fost introdus în alveolă.

vității este perpendiculară pe direcția cîmpului. Se observă că înclinarea alveolei cilindrice în cîmp, produce modificări deosebite în repartiția acestuia și deci situații în care procesul de apariție al descărcărilor parțiale să fie favorizat.

Experimentările efectuate [13], [18] au arătat că procesul de descărcare *pentru o aceeași alveolă* (paralelă cu cîmpul sau perpendiculară pe el) este identic oricare ar fi poziția alveolei față de electrozii metalici ce limitează dielectricul.

3.2. *Considerații rezultînd din modelare.* În scopul urmăririi distribuției potențialului în alveole de diferite forme, plasate în dielectric, și cu poziții variabile în dielectricii metalici, s-a modelat într-o cuvă electrolitică, dielectricul și alveola.

Principiile ce au stat la baza modelului și schema au fost descrise pentru alte situații, cu alte ocazii [25]. Hărțile de echipotențiale ridicate vor permite să se evidențieze regiunile și situațiile cu concentrări mari de cîmp, și deci și cele mai posibile poziții pentru care regimul de stabilire a descărcărilor parțiale va fi accentuat.

Modelul a fost astfel realizat încît alveola de dimensiuni Ø 1 × 4 mm, prin deplasarea sistemului de electrozi, sau numai a unuia din ei, putea lua orice poziție față de aceștia.

Tot printr-o deplasare a sistemului de electrozi, de data aceasta nu pe verticală sau pe orizontală, ci cu 90°, poziția alveolei se schimbă

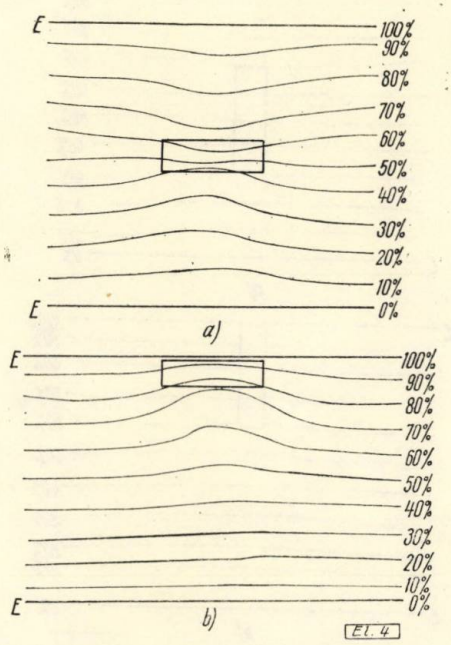


Fig. 4. Distribuția liniilor echipotențiale într-o alveolă încastrată în dielectric și cu axa sa perpendiculară pe cîmp : *a* — alveolă plasată la mijloc ; *b* — alveolă plasată pe electrodul superior.

față de cîmp, putînd fi paralelă cu acesta sau perpendiculară pe el.

În figura 4 *a b*, s-a dat spectrul liniilor de potențial ridicate pentru o alveolă dispusă paralel cu electrozii (pe mijloc *a*) sau pe electrodul superior *b*)). Se observă o distorsionare destul de puternică a cîmpului electric și repartizarea pe alveolă a unei tensiuni ridicate (cca. 20—25% din tensiunea aplicată la electrozi). Nu s-au constatat diferențieri între valorile potențialului ce revin alveolei plasate la diferite distanțe pe înălțime față de electrozi și menținută tot timpul paralelă cu ei.

În figura 5 *a, b* se prezintă distribuția liniilor echipotențiale pentru alveole plasate paralel cu cîmpul și anume, una la mijloc și cealaltă pe electrodul superior. Nu s-au dat și celelalte hărți ridicate pentru alte poziții, întrucît nu aduceau nimic deosebit.

Din analiza figurilor rezultă o distorsionare mai slabă a cîmpului și gradienți de potențial mai reduși, la configurațiile de acest tip, ceea ce confirmă considerațiile teoretice de la punctul 3.1 privind valorile cîmpului și gradientul de potențial ce se poate stabili în fiecare din aceste construcții.

Acest lucru apare și mai evident în figura 6, care sintetizează rezultatele obținute pentru

o alveolă plasată în mijlocul distanței dintre electrozi și care prin schimbarea electrozilor cu 90° își modifică poziția în cîmp (fiind fie cu axa sa perpendiculară pe cîmp (E), fie pa-

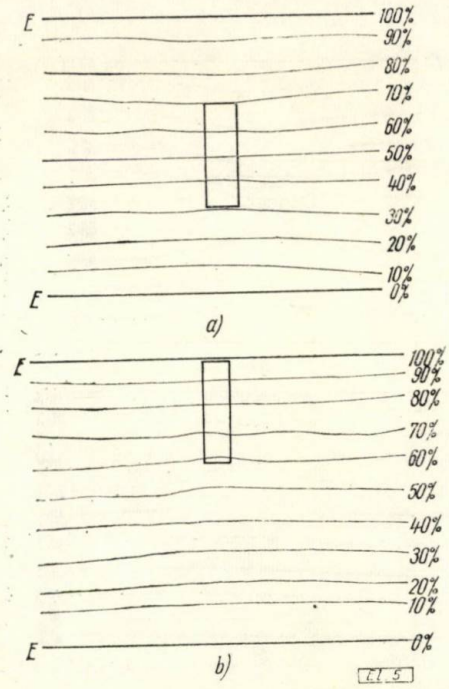


Fig. 5. Distribuția liniilor echipotențiale într-o alveolă încastrată în dielectric și cu axa sa paralelă cu cîmpul :
a – alveolă plasată în mijlocul dielectricului ; *b* – alveolă plasată pe electrodul superior.

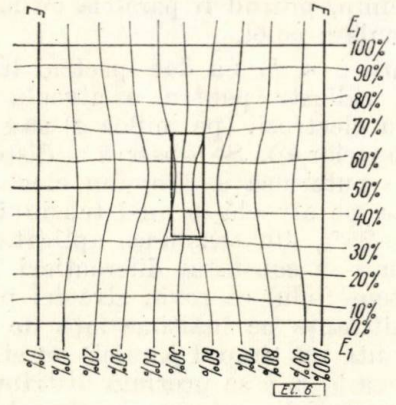


Fig. 6. Distribuția liniilor echipotențiale într-o alveolă cu axa perpendiculară pe cîmp (scara din dreapta) și paralelă cu cîmpul (scara de sus).

ralelă (E_1). Se observă deformarea puternică a liniilor de potențial menționată anterior, atunci cînd axa alveolei e paralelă cu electrozii, în comparație cu situația în care este perpendiculară pe ei. Astfel dacă în primul caz pe cei 4 mm ai modelului se repartizează 20—25% din tensiune, în cel de al doilea pe o aceeași distanță revine mai puțin de 10%. Acesta scoate în evidență importanța pe care o are poziția alveolei în dielectric și lasă să se presupună că și stabilirea unor regimuri de descărcări va fi mai puternică la alveolele cu axa perpendiculară pe cîmp.

4. Măsurarea nivelului de descărcări parțiale pe epruvete cu alveolele încastrate în dielectric

Între electrozii metalici cu diametrul de 50 mm turnați într-o rășină epoxi, s-au practicat alveole cilindrice cu dimensiunile menționate anterior (Ø 1 × 4 mm). Poziția lor a fost astfel aleasă încît să corespundă situațiilor stabilite nivelului de pe model ; tehnica de realizare ca și schema de măsurare a descărcărilor parțiale, a fost prezentată de autor în alte lucrări [10], [13], [26], [27].

În figura 7 sînt date curbele tensiunii de perturbație funcție de tensiunea aplicată pentru două epruvete avînd alveolele plasate ca în diagramă ; indicii 1 și 2 ai curbelor, se referă la epruvetele utilizate.

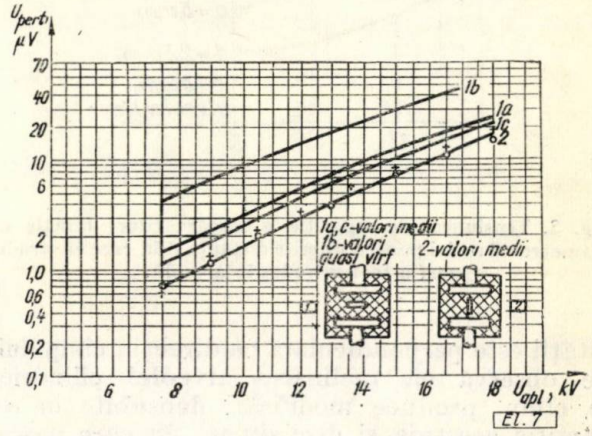


Fig. 7. Curbele de variație ale tensiunii de perturbație produse de descărcările parțiale într-o alveolă cu axa perpendiculară pe cîmp (1) și paralelă cu el (2) :
1 a, c – valori medii ; *1 b* – valoare „cuasivîrf".

Se remarcă variația cvasiliniară a curbelor. Valorile cvasivîrf (curba 1.*b*) pentru o aceeași epruvetă sînt mai ridicate decît valorile medii (curbele 1. *b*, *c*). Se păstrează o bună reproductibilitate a rezultatelor, la repetarea la intervale mari de timp a unor măsurători (curbele 1. *a*, *c*). De asemenea, schimbarea modului de alimentare a electrozilor nu aduce dispersia rezultatelor, valorile fiind aproximativ egale ; curba 2 ilustrează prin grupele de valori notate cu punct și cruce, acest lucru.

Valorile tensiunilor de perturbație la alveolele plasate ca în poziția 1 sînt mai ridicate decît cele notate cu 2 ; rezultatul concordă cu modelările din baie care indicau gradienți mai ridicați pentru această poziție și deci posibilitatea de a avea un nivel de descărcări mai ridicat.

Înălțimea impulsurilor produse de descărcările parțiale stabilite în alveole și măsurate pe

o rezistență de 100 Ω în serie cu proba, arată o alură crescătoare funcție de tensiunea aplicată deosebindu-se în acest fel (lucru mai puțin cunoscut), de impulsurile Trichel în sisteme de electrozi vîrf-placă în aer [24], [28].

Rezultatele modelărilor prezentate în capitolul al 3-lea indicau identitatea repartiției potențialului pe alveolele de același tip, atunci cînd erau dispuse la diferite distanțe față de electrozi.

În figura 8 sînt prezentate curbele tensiunilor de perturbație produse de descărcările par-

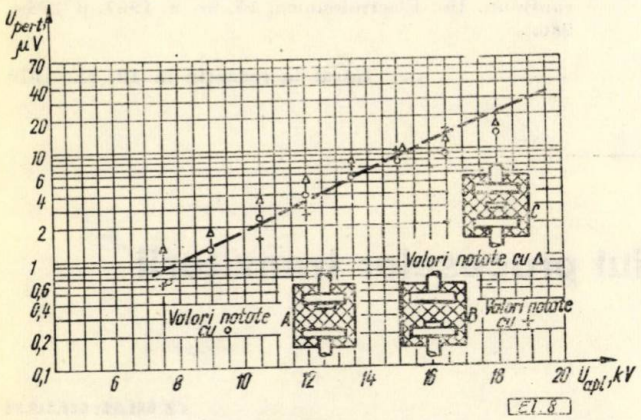


Fig. 8. Curbele de variație ale tensiunii de perturbație produse de descărcările parțiale în alveole plasate în dielectric cu axa perpendiculară pe cîmp :
A – alveola plasată pe electrodul superior, ○ ; *B* – alveola plasată pe electrodul inferior, + ; *C* – alveolă plasată la mijloc, Δ

țiale din alveole, funcție de tensiunea aplicată sistemului de electrozi pentru cazul unor alveole plasate cu axa perpendiculară pe cîmp.

Poziția alveolelor a fost cea indicată în legendă cu literele *A*, *B* și *C*. Se constată o dispersie mică a rezultatelor obținute pentru tensiunile de perturbație pentru cele 3 situații analizate și o grupare a valorilor obținute pe diferitele alveole, în jurul unei drepte. Acest lucru confirmă ipotezele stabilite la modelarea în cuvă electrolitică privind nivelul probabil de descărcări și faptul că valoarea acestuia este similară în cele trei cazuri studiate. Curbe asemănătoare se obțin și în cazul alveolelor cu axa paralelă cu cîmpul.

5. Concluzii

● Experimentările efectuate scot în evidență faptul că forma și poziția unei alveole încastrate într-un dielectric poate exercita o influență bine determinată asupra mecanismului de stabilire și desfășurare a descărcărilor parțiale.

● Modelările în cuva electrolitică au scos în evidență repartiții diferite ale potențialului, funcție de construcția alveolei. În acest fel există poziții și forme de alveole ce pot favoriza și intensifica mecanismul descărcărilor.

● Măsurarea nivelului de perturbații produs de descărcările parțiale în asemenea construcții de alveole pune în evidență concordanța cu considerațiile făcute la modelarea în cuvă electrolitică. Atît pentru alveolele cu axa paralelă cu cîmpul, cît și pentru cele cu axa perpendiculară pe acesta, schimbarea poziției față de electrozi nu conduce la o schimbare a distribuției cîmpului și corespunzător a nivelului de descărcări parțiale, caracteristice fiecărui tip de alveolă.

Bibliografie

[1] *Gemant, A., Philippoff, W.* Die Funkenstrecke mit Vorkondensator. In : Zeitschrift für techn. Physik, **13**, 1932, p. 425–428.

[2] *Heller, B.* Die physikalischen Grundlagen der inneren Entladungsvorglänge in festen Dielektrikum. **IX** Int. Koll. T H Ilmenau, oct., 1964, p. 25–35.

[3] *Boning, W.* Luftgehalt und Luftspaltverteilung geschichter Dielektrikum. In : Archiv für Elektr. PI **48**, nr. 1, 1963, p. 7–22.

[4] *Boning, W.* Lufthehalt und Luftspaltverteilung geschichter Dielektrikum P II. In : Archiv für Elektr. **48**, nr. 2, 1963, p. 85–97.

[5] *Bartnikas, R.* Mesures des pertes par impulsions d'effet de couronne dans les vacuoles artificielles et dans les câbles In : CIGRE, rap. 202, 1966.

[6] *Avramescu, A.* Legi de similitudine ale descărcărilor între pereți izolanți în aer. In : Electrotehnica, **16**, nr. 5, 1968, p. 161–166.

[7] *Rogers, E. C.* The self-extinction of gaseous discharges in cavities in dielectrics. In : PIEE, vol. **105**, pt. A 1958, p. 621–629.

[8] *Tănăsescu, Fl.* Contribuții la studiul măsurării unor fenomene caracteristice în tehnica descărcărilor parțiale. Teză de doctorat. Institutul Politehnic Iași. Facultatea Electrotehnică, 1968.

[9] *Avramescu, A.* Mathematisches modell für Erklärung von Teilentladungsvorgängen in Luftspalten und dielectrischen Hohlräumen Ber. **XI** Int. Wiss Koloquium, Ilmenau, oct 1968.

[10] *Tănăsescu, Fl.* Wyladowania niezupelne wewnatrz wtracin gazowych w probkach zywicy epoksydowej. Conferencji „Materialy i yklady Electroizolacyjne, Wroclaw, 1968, p. 15–34.

[11] *Avramescu, A.* Relații de similitudine ale descărcărilor parțiale în alveolele din izolanți solizi. In : Electrotehnica **15**, nr. 4, p. 1967, 117–122.

[12] *Tănăsescu, Fl.* Cellule à champ divergent pour l'étude du comportement des isolations électriques sous l'action des décharges partielles. In : RGE, tome **78**, nr. 2, 1969. p. 123–126.

[13] *Tănăsescu, Fl.* Studiul descărcărilor parțiale în alveolele unui dielectric. In : Electrotehnica **16**, nr. 4, 1968, p. 136–141.

[14] *Torelli, F.* Studio delle scariche parziali nei dielettrici solidi. In : L'Elettrotecnica, vol. **LVII**, nr. 5, 1970, p. 289–294.

[15] *Wind, G.*, și *Morel, J.F.* Décharges partielles dans le papier imprégné. Aspect des phénoménes et conditions de leur apparition. In : RGE, tome **77**, nr. 5, 1968, p. 500–506.

[16] *Kanoun, Y., Lacoste, R.* și *Bui, Al.* Etude théorique et expérimentale du spectre d'amplitude des décharges apparaissant dans des cavités spheriques au sein d'un isolant. In : RGE, tome **77**, nr. 5, 1968, p. 492–499.

[17] *Kreuger, F. H.* Durée de vie et décharges internes dans les isolations plastiques. In : RGE, tome **77**, nr. 5, 1968, p. 540–543.

[18] *Petry, H.* Hohlraumentladungen in Polyäthylenisolierungen. DISS. T.H., Karlsruhe, 1963.

[19] *Jurgen, Leu.* Durchschlag in Epoxidharzplatten mit Künstlichen Fehlstellen. DISS. T.H. Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, 1965.
[20] *Neudert, E.* Entladungen in Luftspalten. In : Internationales WISS. Kolloq T.H. Ilmenau **6**, 1966, p. 17—23.
[21] *Nitzer, E.* Teilentladungsvorgänge in dielektrischen Hohlräumen. In : Internationales WISS Koloq. T.H. Ilmenau, **6**, 1966, p. 25—31.
[22] *Kind, D.*, şi *Konig, D.* Untersuchungen an Epoxidharzprüflingen mit künstlichen Hohräume bei Wechselspannungsbeanspruchung. In : Elektrie, **21**, nr. 1, 1967, p. 9—13.
[23] *Veverka, A.*, şi *Wohlmuth, F.* Entladungen im Hohlraum eines Dielektrikums vom Gesichtspunkt der gemessenen Ladungen. In : Elektrie, nr. 5, 1965, p. 202—205.
[24] *Tănăsescu, Fl.* şi *Raulescu, I.* Amplitude variation of partial discharges occuring in point-plate electrode systems and in dielectrics voids, with the applied voltage. In : Lucrările ICPE, nr. 22, 1969, p. 43—45.
[25] *Tănăsescu, Fl.*, şi *Serbănescu, B.* Modelarea cîmpului electric în jurul unui lanţ de izolatoare de înaltă tensiune cu ajutorul băii electrolitice. In : Cea de a 7-a sesiune de comunicări ştiinţifice a cadrelor didactice, Institutul Politehnic Iaşi, februarie 1965.
[26] *Tănăsescu, Fl.*, şi *Susea, A.* Die Bestimmung des durch Teilentladungen am Eingang eines Messkreises erzeugten Impulses aus den Kenngrössen des am Ausgang anfgenommenen Impulses. In : Archiv für Elektr. **53**, Bd. H6, 1970, p. 391—396.
[27] *Tănăsescu, Fl.* Ein neues Teilentladungseichmass zur Eichung von Messkreisen. In : Archiv für Techn. Me ;sen (ATM), 1969, oct. Blatt V 3361, p. 221—224.
[28] *Tănăsescu, Fl.*, şi *Raulescu, I.* Descărcări corona la sistemele de electrozi vîrf-placă alimentate în curent continuu. In : Electrotehnica, **15**, nr. 9, 1967, p. 278—286.

Intrat în redacţie la 10. IX. 1970

Utilizarea calculatoarelor în studiul proceselor tranzitorii din maşina sincronă

DAN FLORESCU şi RADU GHIONE* — Bucureşti

CZ 681.32 : 621.313.32

Predeterminarea comportării tranzitorii a maşinilor sincrone prezintă o deosebită importanţă datorită multiplelor aplicaţii industriale ale acestora.

Descrierea matematică a maşinii sincrone se face printr-un sistem de ecuaţii diferenţiale cu coeficienţi variabili. Pentru a face posibilă rezolvarea acestui sistem, este utilizată o transformare specială într-un sistem de axe (d, q), transformare care conduce la un sistem de ecuaţii diferenţiale cu coeficienţi constanţi [1], [2]. Sistemul poate fi utilizat atît pentru maşinile sincrone cu poli aparenţi cît şi pentru cele cu poli înnecaţi.

Lucrarea de faţă prezintă studiul regimurilor tranzitorii ale unei maşini sincrone cu poli aparenţi avînd 2 înfăşurări de amortizare, cîte una în fiecare axă.

Sistemul de ecuaţii al maşinii sincrone

$$-u_d = ri_d + p\,\Psi_d + \omega\Psi_q \tag{1}$$

$$-u_q = ri_q + p\Psi_q - \omega\Psi_d \tag{2}$$

$$u_d = -\,u \sin\delta \tag{3}$$

$$u_q = u\cos\delta \tag{4}$$

$$u_e = r_e\, i_e + p\Psi_e \tag{5}$$

$$0 = r_{1d}\, i_{1d} + p\Psi_{1d} \tag{6}$$

$$0 = r_{1q}\, i_{1q} + p\Psi_{1q} \tag{7}$$

$$\Psi_d = L_d\, i_d + M_{ae}\, i_e + M_{a1d}\, i_{1d} \tag{8}$$

$$\Psi_q = L_q\, i_q + M_{a1q}\, i_{1q} \tag{9}$$

$$\Psi_e = \frac{3}{2} M_{ae}\, i_d + L_e\, i_e + M_{e1d}\, i_{1d} \tag{10}$$

$$\Psi_{1d} = \frac{3}{2} M_{a1d}\, i_d + M_{e1d}\, i_e + L_{11d}\, i_{1d} \tag{11}$$

$$\Psi_{1q} = \frac{3}{2} M_{a1q}\, i_q + L_{11q}\, i_{1q} \tag{12}$$

$$J\omega_s\, ps = C_m - (\Psi_d\, i_q - \Psi_q\, i_d) \tag{13}$$

$$p\delta = \omega_s \cdot s \tag{14}$$

$$\omega = \omega_s\,(1 + s) \tag{15}$$

$$u = (u_d^2 + u_q^2)^{\frac{1}{2}} \tag{16}$$

$$i = (i_d^2 + i_q^2)^{\frac{1}{2}} \tag{17}$$

$$\theta = \delta + \omega_s\, t + \frac{\pi}{2} \tag{18}$$

$$p\,\theta = \omega = p\delta + \omega_s \tag{19}$$

$$p^2\theta = p\omega = p^2\,\delta. \tag{20}$$

Sistemul prezentat are 15 ecuaţii principale (1)—(15) cu 17 necunoscute. Tensiunea de excitaţie u_e şi cuplul mecanic C_m apar ca mărimi de intrare fiind date de sistemele de reglare automată ale excitaţiei şi turaţiei. Ecua-

* *D. Florescu* şi *R. Ghione* sînt ingineri la Institutul de cercetare şi proiectare pentru industria electrotehnică — Bucureşti.

țiile (16)—(20) permit obținerea mărimilor u și i punînd în evidență și legătura dintre unghiurile δ și θ.

Modele matematice pentru calculator

Un prim model matematic, care poate fi utilizat atît pentru calculatorul numeric cît și pentru cel analogic, fiind deci foarte des întîlnit, este cel care utilizează funcții de transfer de tipul $\frac{P(p)}{Q(p)}$, [3], [4].

În ecuațiile (5), (6), (8), (10) și (11), după eliminarea unor variabile și rezolvarea în funcție de u_e și i_d, mărimea Ψ_d se scrie :

$$\Psi_d = \frac{A(p)}{C(p)} u_e + \frac{B(p)}{C(p)} i_d,$$

unde

$$A(p) = a_0 + a_1 p,\ B(p) = b_0 + b_1 p + b_2 p^2$$

iar

$$C(p) = c_0 + c_1 p + c_2 p^2.$$

În același fel se exprimă Ψ_e, i_e, Ψ_{1d}, i_{1d}, diferind doar coeficienții a_i și b_i ai parametrilor $A(p)$ și $B(p)$. Ecuația caracteristică are coeficienții : $c_0 = r_{1d} r_e$, $c_1 = r_{1d} L_e + r_e L_{11d}$, $c_2 = L_{11d} L_e - M_{e1d}^2$.

În ecuațiile (7), (9) și (12), după rezolvarea în funcție de i_q, mărimea Ψ_q se scrie :

$$\Psi_q = \frac{D(p)}{E(p)} i_q,$$

unde $D(p) = d_0 + d_1 p$ iar $E(p) = e_0 + e_1 p$. În același fel se exprimă Ψ_{1q}, i_{1q} diferind doar coeficienții d_0 și d_1. Ecuația caracteristică are coeficienții $e_0 = r_{1q}$ și $e_1 = L_{11q}$.

Acest model este avantajos deoarece permite punerea în evidență a inductanțelor operaționale $L_d(p)$, $L_q(p)$ și a constantelor de timp, T_e, T_{1d}, T_{1q}. De asemenea se pot localiza rădăcinile ecuațiilor caracteristice predeterminînd astfel regimul tranzitoriu. Pe calculatorul analogic există procedee care permit modelarea funcțiilor de transfer de forma $\frac{P(p)}{Q(p)}$ la intrarea acestora aplicîndu-se cele 3 mărimi de intrare u_e, i_d, i_q iar la ieșire obținîndu-se celelalte 8 mărimi.

Dezavantajele metodei constau în dificultățile obținerii mărimilor i_d și i_q din ecuațiile (1) și (2). Modelul a fost utilizat în studiul generatorului sincron funcționînd pe o sarcină de tip impedanță, rezultatele de calcul fiind prezentate în [5].

Al doilea model matematic este specific pentru calculatorul analogic. Ideia care stă la baza modelului este de a egala expresiile mărimilor $p\Psi_d$, $p\Psi_q$, $p\Psi_e$, $p\Psi_{1d}$, $p\Psi_{1q}$ obținute pe de o parte din ecuațiile (1), (2), (5), (6), (7) și pe de altă parte din derivarea ecuațiilor (8)—(12). Obținem :

$$-pi_d = \frac{M_{ae}}{L_d} pi_e + \frac{M_{a1d}}{L_d} pi_{1d} + \frac{\omega}{L_d}\Psi_q + \frac{r}{L_d} i_d + \frac{1}{L_d} u_d \quad (21)$$

$$-pi_q = \frac{M_{a1d}}{L_q} p\, i_{1q} - \frac{\omega}{L_q}\Psi_d + \frac{r}{L_q} i_q + \frac{1}{L_q} u_q \quad (22)$$

$$-pi_e = \frac{3}{2}\frac{M_{ae}}{L_e} pi_d + \frac{M_{e1d}}{L_e} p\, i_{1d} - \frac{1}{L_e} u_e + \frac{r_e}{L_e} i_e \quad (23)$$

$$-pi_{1d} = \frac{3}{2}\frac{M_{a1d}}{L_{11d}} pi_d + \frac{M_{e1d}}{L_{11d}} pi_e + \frac{r_{1d}}{L_{11d}} i_{1d} \quad (24)$$

$$-pi_{1q} = \frac{3}{2}\frac{M_{a1q}}{L_{11q}} pi_q + \frac{r_{1q}}{L_{11q}} i_{1q}. \quad (25)$$

Fluxurile se obțin cu ajutorul ecuațiilor (8)—(12) reprezentînd combinații liniare ale curenților. Modelul se completează cu ecuațiile (3), (4) și (13)—(15).

Modelul a fost utilizat pentru studiul regimului tranzitoriu al motorului sincron la variația cuplului rezistent la arbore. Este de semnalat faptul că modelul este maleabil în privința schimbării scării de timp, operatorul putînd face ușor și testele necesare pentru determinarea scării de timp optime.

Al treilea model matematic este destinat tot pentru calculatorul analogic. Ecuațiile (8), (9), (10) se introduc în (1), (2), (5), ecuațiile (11), (12) în (6), (7), obținîndu-se un sistem de forma :

$$i_d = \frac{u \sin\delta}{r + pL_d} - \frac{M_{a1d}\, p}{r + pL_d} i_{1d} - \frac{\omega L_q}{r + pL_d} i_q - \frac{\omega M_{a1q}}{r + pL_d} i_{1q} - \frac{M_{ae}\, p}{r + pL_d} i_e \quad (26)$$

$$i_{1d} = -\frac{\frac{3}{2} M_{a1d}\, p}{r_{1d} + pL_{11d}} i_d - \frac{M_{e1d}\, p}{r_{1d} + pL_{11d}} i_e \quad (27)$$

$$i_q = -\frac{u \cos\delta}{r + pL_q} + \frac{\omega L_d}{r + pL_q} i_d + \frac{\omega M_{a1d}}{r + pL_q} i_{1d} - \frac{M_{a1q}\, p}{r + pL_q} i_{1q} + \frac{\omega M_{ae}}{r + pL_q} i_e \quad (28)$$

$$i_{1q} = -\frac{\frac{3}{2} M_{a1q}\, p}{r_{1q} + pL_{11q}} i_q \quad (29)$$

$$i_e = \frac{1}{r_e + pL_e} u_e - \frac{\frac{3}{2} M_{ae}\, p}{r_e + pL_e} i_d - \frac{M_{e1d}\, p}{r_e + pL_e} i_{1d}. \quad (30)$$

Modelul complet se obține adăugînd ecuațiile (3), (4) și (13) — (15). Materialul grafic prezen-

tat în lucrare este obținut utilizînd modelul de mai sus.

Al patrulea model matematic este destinat pentru calculatorul numeric, putînd fi însă utilizat și pentru calculatorul analogic. După introducerea ecuațiilor (8), (9), (10) în (1), (2), (5) și a ecuațiilor (11), (12) în (6), (7), se introduc notațiile :

$$v_d = \omega_s L_d i_d, \quad v_q = \omega_s L_q i_q, \quad v_{1d} = \omega_s M_{a1d} i_{1d},$$

$$v_{1q} = \omega_s M_{a1q} i_{1q}, \quad v_e = \omega_s M_{ae} i_e$$

Sistemul de ecuații devine :

$$\left(\frac{r}{x_d} + \overline{p}\right) v_d + \overline{p}\, v_{1d} + (1+s) v_q + (1+s)\, v_{1q} + \overline{p}\, v_e = u \sin\delta \quad (31)$$

$$\mu_1 \overline{p} v_d + \left(\frac{r_{1d}}{x_{11d}} + \overline{p}\right) v_{11d} + \lambda_2 \overline{p}\, v_e = 0. \quad (32)$$

$$-(1+s)\, v_d - (1+s)\, v_{1d} + \left(\frac{r}{x_q} + \overline{p}\right) v_q + \overline{p}\, v_{1q} - (1+s)\, v_e = -u \cos\delta \quad (33)$$

$$\mu_2 \overline{p}\, v_q + \left(\frac{r_{1q}}{x_{11q}} + \overline{p}\right) v_{1q} = 0 \quad (34)$$

$$\mu \overline{p}\, v_d + \lambda_1 \overline{p}\, v_{1d} + \left(\frac{r_e}{x_e} + \overline{p}\right) v_e = \frac{M_{ae}}{L_e} u_e \quad (35)$$

$$\overline{p}\delta - s = 0 \quad (36)$$

$$J\omega_s^3 \overline{p}\, s + \left[\frac{1}{x_q}(v'_d + v'_e + v_{1d}) v_q - \frac{1}{x_d}(v'_q + v_{1d})\, v_d\right] = \omega_s C_m, \quad (37)$$

unde :

$$\overline{p} = \frac{p}{\omega_s}, \quad \mu = \frac{3}{2}\frac{M_{ae}^2}{L_e L_d}, \quad \mu_1 = \frac{3}{2}\frac{M_{a1d}^2}{2L_d L_{11d}}$$

$$\mu_2 = \frac{3}{2}\frac{M_{a1q}^2}{L_q L_{11q}}, \quad \lambda_1 = \frac{M_{ae} M_{e1d}}{L_e M_{a1d}}, \quad \lambda_2 = \frac{M_{e1d} M_{a1d}}{M_{ae} L_{11d}}.$$

Se adoptă un nou sistem de variabile :

$$e_d = v_d + v_{1d} + v_e$$

$$e_{1d} = \mu_1 v_d + v_{1d} + \lambda_2 v_e$$

$$e_q = v_q + v_{1q}$$

$$e_{1q} = \mu_2 v_q + v_{1q}$$

$$e_e = \mu v_d + \lambda_1 v_{1d} + v_e.$$

Scriind sub formă matricială se obține :

$$[\Lambda].[V] = [E], \quad (38)$$

unde :

$$[\Lambda] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ \mu_1 & 1 & 0 & 0 & \lambda_2 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \mu_2 & 1 & 0 \\ \mu & \lambda_1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; [V] = \begin{bmatrix} v_d \\ v_{1d} \\ v_q \\ v_{1q} \\ v_e \end{bmatrix} \text{ și } [E] = \begin{bmatrix} e_d \\ e_{1d} \\ e_q \\ e_{1q} \\ e_e \end{bmatrix}$$

Modelul pentru calculator numeric este :

$$pe_d = -\omega_s\left[\frac{r}{x_d} v_d + (1+s)\, e_q - u \sin\delta\right] \quad (39)$$

$$pe_{1d} = -\omega_s \frac{r_{1d}}{x_{11d}} v_{1d} \quad (40)$$

$$pe_q = -\omega_s\left[\frac{r}{x_q} v_q - (1+s)\, e_d + u \cos\delta\right] \quad (41)$$

$$pe_{1q} = -\omega_s \frac{r_{1q}}{x_{11q}} v_{1q} \quad (42)$$

$$pe_e = -\omega_s \frac{r_e}{x_e} v_e + \frac{x_{ae}}{L_e} u_e \quad (43)$$

$$p\delta = \omega_s \cdot s \quad (44)$$

$$ps = \frac{1}{J\omega_s^2}\left[\omega_s T_m - \left(\frac{1}{x_q} e_d v_q - \frac{1}{x_d} e_q v_d\right)\right] \quad (45)$$

$$[V] = [\Lambda]^{-1} \cdot [E]. \quad (46)$$

Sistemul mixt de ecuații diferențiale și algebrice, constituind modelul de mai sus a fost rezolvat pe calculatorul numeric cu ajutorul unui algoritm permițînd rezolvarea numerică a sistemului ca atare fără a-l transforma întrunul diferențial [6].

Transpunerea modelelor pe calculator

Schemele de modelare pe calculator analogic a primelor două modele matematice au fost prezentate în lucrările anterioare [5]. Schema de modelare pentru sistemul de ecuații (3), (4), (13)—(15), (26)—(30), este cea din figura 1. Acest model permite punerea directă în evidență a variației curenților principali cît și a curenților din înfășurările de amortizare, pentru variații ale mărimilor perturbatoare cum sînt :

— cuplul de antrenare;
— tensiunea rețelei;
— tensiunea de excitație.

Rezultatele obținute sînt redate în figurile 2,3,4.

Schema de modelare permite determinarea variației în timp a curenților pentru cazul cuplării sau decuplării bruște de la rețea, tensiunea de excitație rămînînd constantă (fig.5).

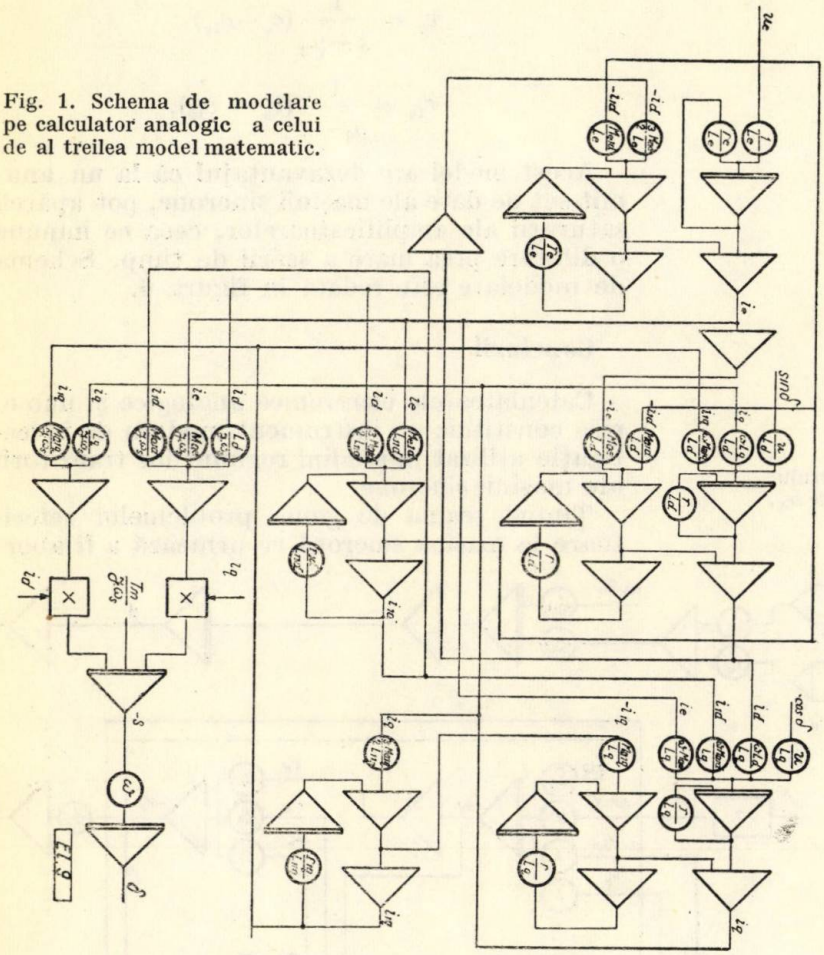


Fig. 1. Schema de modelare pe calculator analogic a celui de al treilea model matematic.

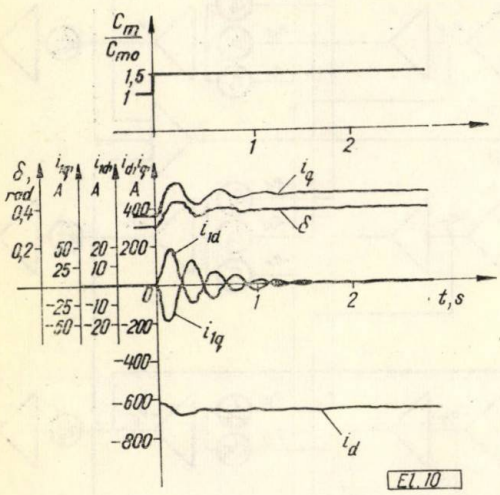


Fig. 2. Diagramele de variaţie a mărimilor din generatorul sincron, pentru o variaţie a cuplului C_m cu 50 % C_{m0}.

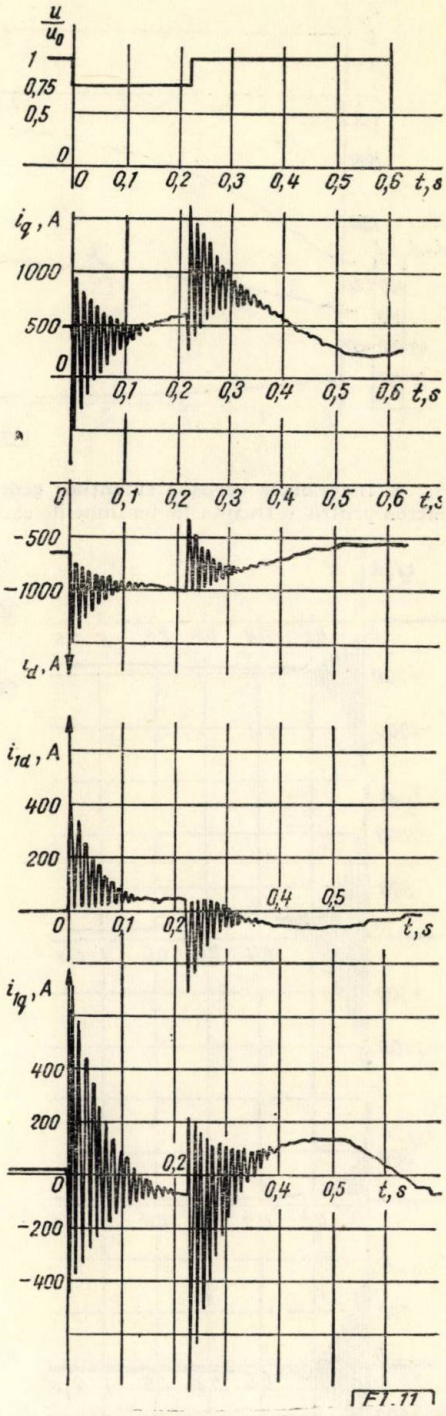


Fig. 3. Diagramele de variaţie a curenţilor generatorului sincron la salturi ale tensiunii reţelei cu 25 %.

Pentru transpunerea pe calculator analogic, sînt necesare schimbarea scărilor de amplitudine şi timp, în aşa fel ca valoarea coeficienţilor să se încadreze în gama permisă de calculator (0,02 — 50).

Al patrulea model matematic poate fi transpus şi pe calculator analogic. Acest model pune în evidenţă tensiunile v_d, v_q, v_e, v_{1d}, v_{1q}.

Pentru calculatorul analogic, este necesar ca ecuaţia (38), din forma ei matricială să fie pusă sub forma :

$$v_d = a_1 e_d + b_1 e_{1d} + c_1 e_e$$

$$v_{1d} = a_2 e_d + b_2 e_{1d} + c_2 e_e$$

$$v_e = a_3 e_d + b_3 e_{1d} + c_3 e_e$$

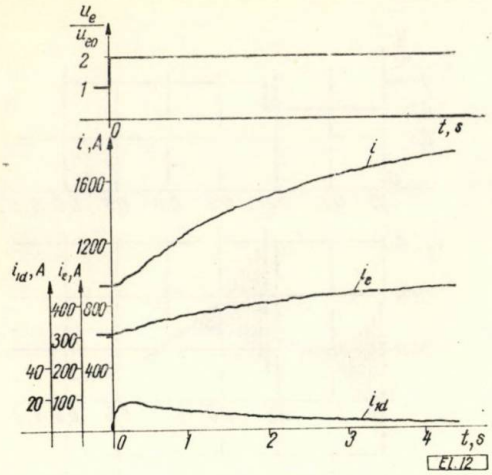


Fig. 4. Diagramele variaţiei curenţilor generatorului sincron pentru o treaptă în tensiune de excitaţie u_e.

$$v_q = \frac{1}{1-\mu_2}(e_q - e_{1q})$$

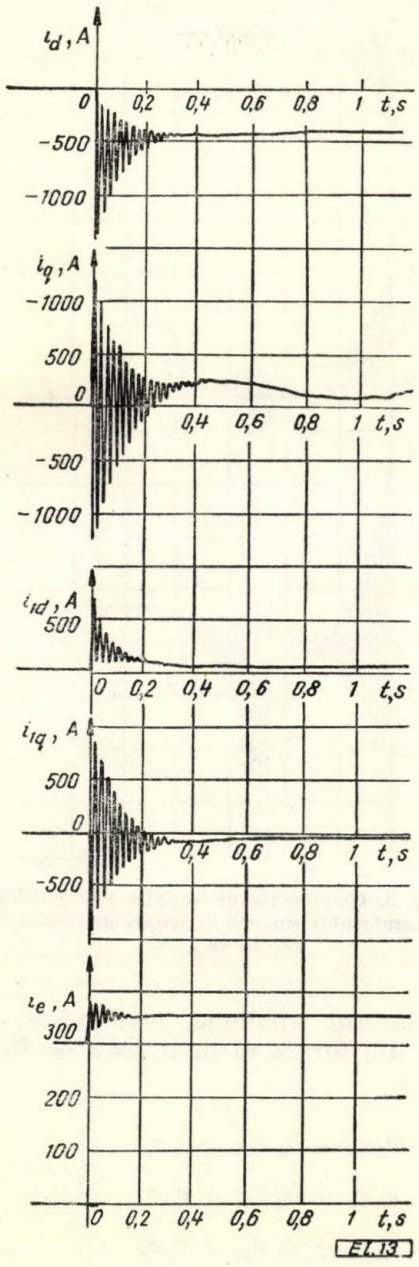
$$v_{1q} = \frac{1}{\mu_1 - 1}(e_q - e_{1q}).$$

Acest model are dezavantajul că la un anumit set de date ale maşinii sincrone, pot apărea saturaţii ale amplificatoarelor, ceea ce impune o dilatare prea mare a scării de timp. Schema de modelare este redată în figura 6.

Concluzii

Calculatoarele electronice analogice şi numerice constituie un instrument modern de investigaţie utilizat în studiul regimurilor tranzitorii ale maşinii sincrone.

Ţinînd seama de gama problemelor referitoare la maşina sincronă ce urmează a fi abor-



←Fig. 5. Diagramele de variaţie a curenţilor, în cazul producerii unui scurtcircuit la bornele generatorului.

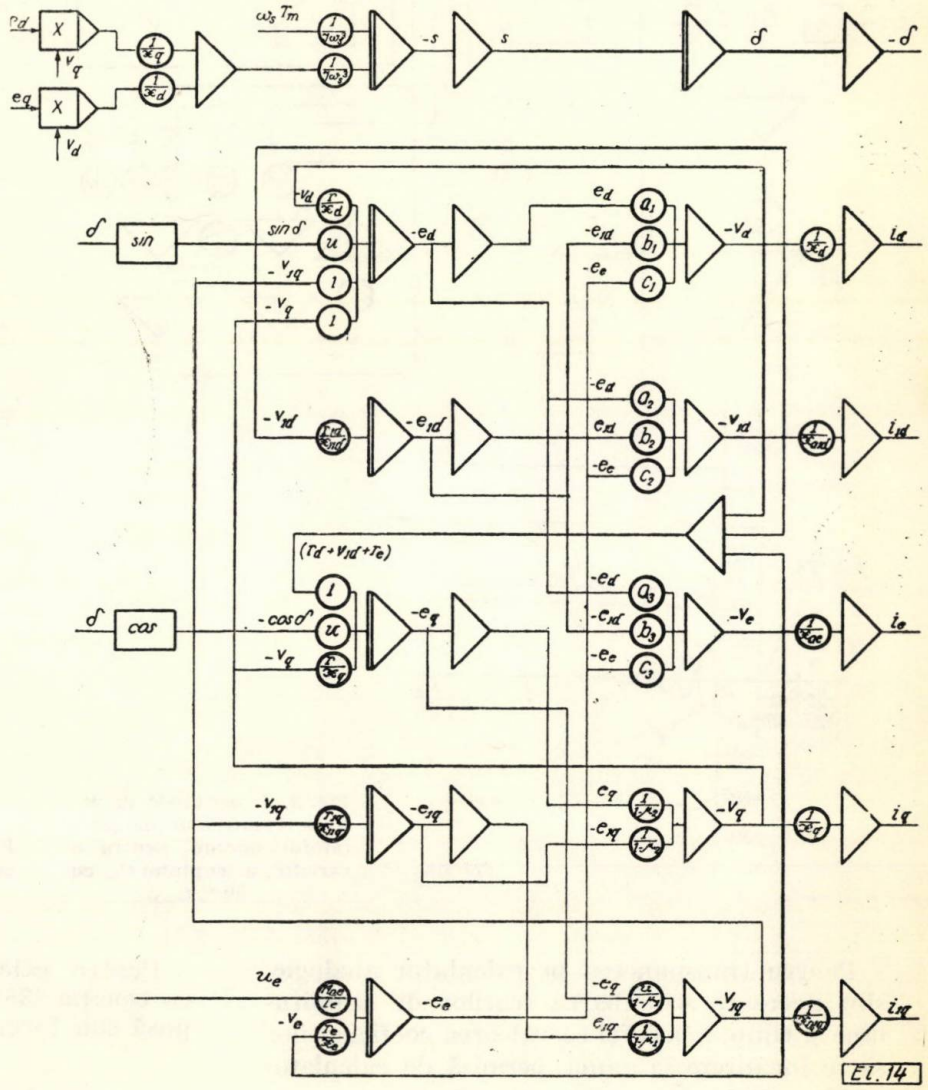


Fig. 6. Schema de modelare pe calculator analogic a celui de al patrulea model matematic.

date şi de caracteristicile calculatorului se poate opta pentru unul din modelele prezentate.

Pe calculatorul analogic pentru un set concret de date ale maşinii sincrone este indicat să se aleagă modelul care permite cea mai redusă dilatare a timpului, în caz contrar rezultatele fiind influenţate de erorile care apar.

Pe calculatorul numeric studiul se face în condiţii foarte avantajoase în caz că există un algoritm de rezolvare pentru sisteme mixte.

Modelele prezentate au un grad mai mare de generalitate ele putînd fi simplificate fie neglijînd una sau ambele înfăşurări de amortizare fie considerînd rezistenţa statornică nulă fie lucrînd cu ω constant.

Ele pot fi, cu mici modificări adaptate pentru studiul pe calculator ale turbogeneratoarelor şi motoarelor sincrone.

Modelele se pot completa cu luarea în consideraţie a saturaţiei circuitului magnetic, în acest caz fiind necesară luarea în consideraţie a unei neliniarităţi.

Lucrarea, în ansamblu, reliefează posibilităţile largi de studiu al maşinii sincrone pe care le oferă modelarea pe calculatoare electronice.

Bibliografie

[1] *Park, R.H.* Two reaction theory of synchronous machines: generalized method of analysis. In: A.I.E.E. Trans., **48**, 1929, p. 716–730.

[2] *Gorev, A.A.* Perehodnîe proţessî sinhronnoi maşinî Moskva, Leningrad, G.E.I., 1950.

[3] *Concordia, C.* Synchronous Machines. Theory and Performance. New York, John Wiley and Sons, 1951.

[4] *Laible, Th.* Die Theorie der Sinchronmaschine im nichtstationären Betrieb. Berlin, Springer Verlag, 1952.

[5] *Stănciulescu, F., Florescu, D., Ghione, R.* Un model matematic al maşinii sincrone pentru calculator analogic. In: Electrotehnica, nr. 9, 1970.

[6] *Susea, A., Florescu, D., Ghione, R.* Algoritm pentru rezolvarea sistemelor mixte cu aplicaţii la calculul regimurilor dinamice ale unui generator sincron. Comunicarea la Sesiunea ICPE, 1970.

Intrat în redacţie la 16.IX.1970

Regimul optim de funcţionare la convertoarele electrotermice cu arc şuntat

TEOFIL RADU * — Timişoara

CZ 621.314.25/27 : 621.362 : 621.317.716 : 621.317.627.2

1. Consideraţii generale

Convertoarele electrotermice cu arc şuntat sau neşuntat, monofazate sau trifazate în diverse variante constructive, cunosc în etapa actuală de dezvoltare tehnologică a industriei un interes crescînd [1]. Ca receptoare de energie electromagnetică ele servesc procesului de conversiune electrotermică puternic localizată.

Prin mărimea puterii instalate, a soluţiilor constructive adoptate şi mai ales prin complexitatea fenomenelor electrotermice care apar la funcţionarea lor, covertoarele electrotermice trifazate cu arc şuntat, constituie o grupă specială de instalaţii electrotermice utilizate de tehnologia modernă.

Deşi acest tip de convertor este de neînlocuit în anumite procese termice, cum sînt cele de reducere, în literatura de specialitate multe aspecte teoretice ale acetuia sînt tratate insuficient. Lucrările existente [2] — [4] — se limitează la stabilirea ecuaţiilor de funcţionare ale convertorului trifazat, considerîndu-se impedanţa totală a circuitului electric de joasă tensiune, cuprins între bornele secundare ale transformatorului de alimentare şi topitura din cuvă.

Particularitatea ce se remarcă la convertoarele cu arc şuntat este determinată de comportarea umpluturii de lucru, şarja, care constituie un element de circuit electric cu parametrii de material variabili. Această umplutură formează variate şi complicate căi de curent, şuntînd în permanenţă calea principală de curent, care este arcul electric.

Cuplajul electric permanent, constituit de şarjă, este specific convertoarelor trifazate cu arc şuntat şi alături de cuplajul inductiv amintit, formează elementele ce influenţează continuu procesul de conversiune electrotermică.

În lucrare se vor prezenta, în funcţie de forma cuvei, variantele constructive ale acestor convertoare şi căile de curent din şarja de lucru.

Prin punerea în evidenţă a cuplajului electric şi magnetic se va putea analiza mai sistematic regimul de lucru dezechilibrat al convertorului, întreţinut în principal de comportarea şarjei ca element de circuit electric.

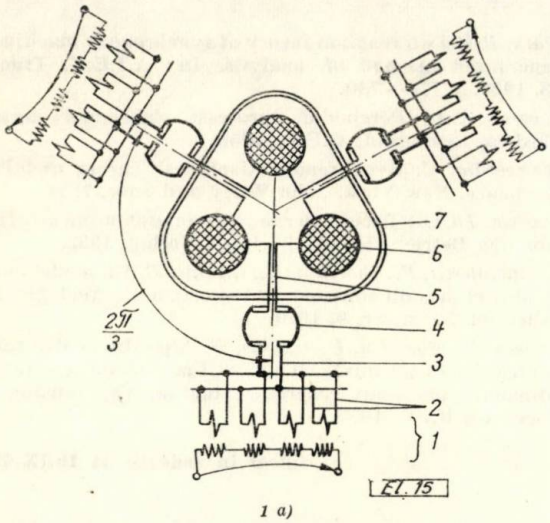
2. Schemele constructive ale reţelelor secundare la convertoarele electrotermice trifazate cu arc electric şuntat

2.1. *Convertoare cu cuvă rotundă* (triunghiulară)

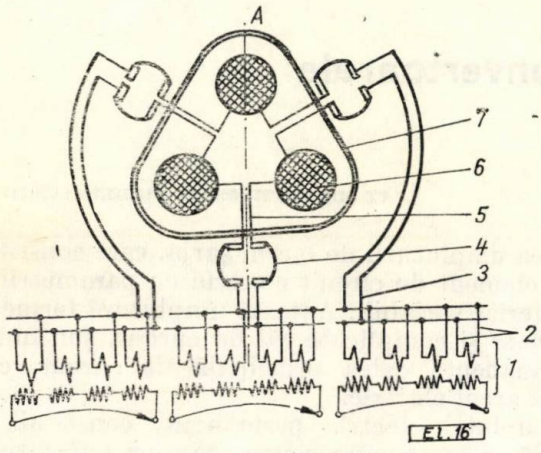
Convertoarele electrotermice ca şi cele electromecanice se compun din anumite părţi ce se regăsesc sub o formă sau alta la orice convertor cu aceeaşi funcţionalitate.

* Ing. *T. Radu* — lucrează la I.P. Timişoara

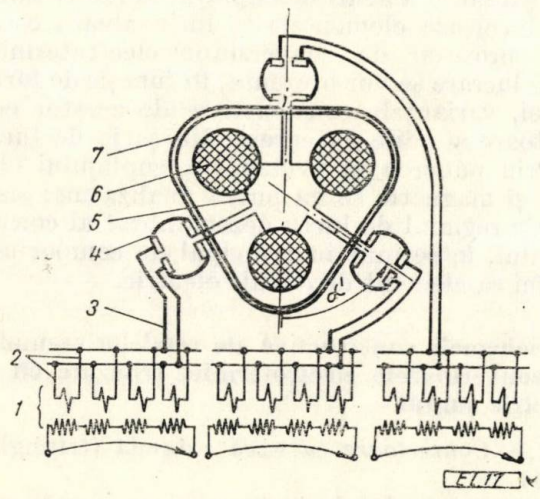
Pentru convertoarele electrotermice monofazate sau trifazate, elementele comune, aşa cum reiese şi din figurile 1 (a — c) şi 2 (a — c) sînt: transformatorul de alimentare (1); circuitul secundar format din unul sau mai multe



1 a)



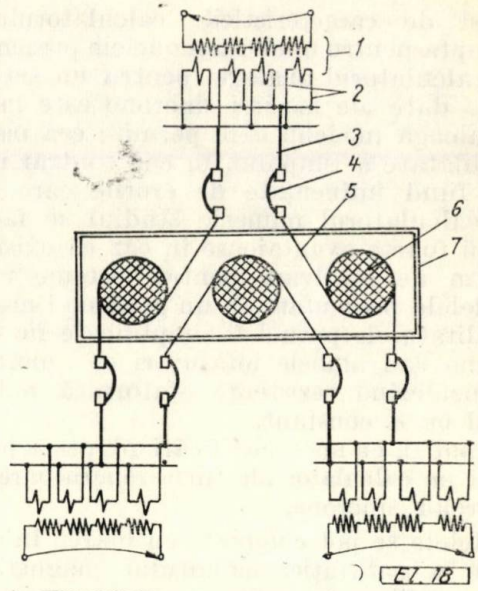
1 b)



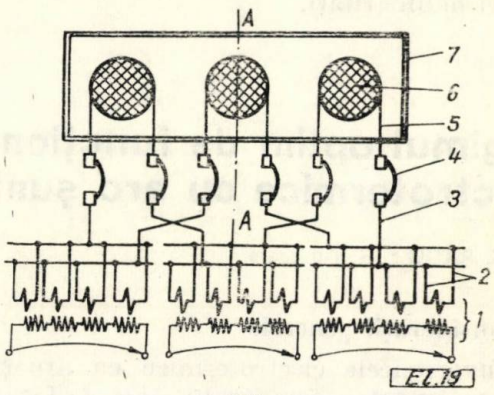
1 c)

Fig. 1 (a — c). Scheme simplificate ale convertorului electrotermic trifazat cu arc şuntat şi cuvă triunghiulară:

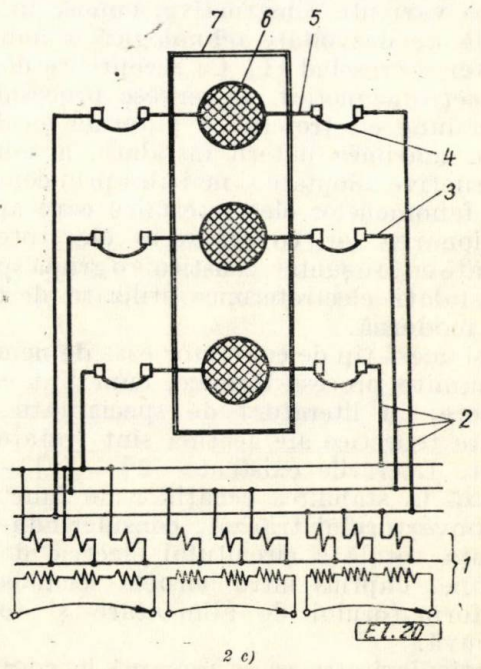
1 — transformatorul; *2* — pachete de bare conductoare; *3* — bare de separare; *4* — cabluri flexibile; *5* — bare de legătură la electrozi; *6* — electrozii; *7* — cuvă.



2 a)



2 b)



2 c)

Fig. 2 (a — c). Scheme simplificate ale convertorului electrotermic trifazat cu arc şuntat şi cuvă dreptunghiulară:

1 — transformatorul; *2* — pachete de bare conductoare; *3* — bare de separare; *4* — cabluri flexibile; *5* — bare de legătură la electrozi; *6* — electrozii; *7* — cuvă.

pachete de bare conducătoare, avînd anumite zone distincte (2)—(5); electrozii de lucru (6) şi cuva (7).

Urmărind realizarea unui convertor electrotermic cu elemente dispuse simetric în spaţiu, analog convertorului electromecanic trifazat rotativ, este necesar ca transformatoarele de alimentare, electrozii şi pachetele de bare conducătoare să formeze între ele în plan orizontal un unghi egal cu $\frac{2\pi}{3}$, iar transformatoarele şi electrozii vor fi aşezaţi în vîrful unui triunghi echilateral.

Între bornele secundare şi electrozi se dispune în trei pachete de bare monofazate, reţeaua secundară, avînd o anumită structură şi aceeaşi configuraţie geometrică pe fază, formînd faţă de o axă verticală o distribuţie total simetrică.

Ca urmare la acest tip de convertor, prin construcţie, se asigură egalitatea parametrilor electrici proprii ai reţelei secundare pentru cele trei faze, iar inductanţele mutuale sînt egale şi reciproce; deci:

$$\begin{aligned}
&\underline{Z}_1 = \underline{Z}_2 = \underline{Z}_3 = \underline{Z} \text{ şi } \underline{Z}_{1p} = \underline{Z}_{2p} = \underline{Z}_{3p} = \underline{Z}_p;\\
&R_{1p} = R_{2p} = R_{3p} = R_p;\\
&L_{1p} = L_{2p} = L_{3p} = L_p; \qquad (1)\\
&L_{12} = L_{23} = L_{31} = L_m.
\end{aligned}$$

Simetria constructivă, redată în figura 1 a, determină o compensare egală pe fiecare fază a reactanţei inductive, prin efectul de cuplaj inductiv mutual, iar dacă şarja se poate admite omogenă şi uniformă, ecuaţiile de funcţionare ale convertorului devin relativ simple.

Construcţia convertorului de acest tip necesită folosirea unui grup transformatoric monofazat şi o cuvă rotundă sau triunghiulară. Această realizare, posibilă practic, incomodează mult cele două nivele de lucru la cuva convertorului, iar avantajele funcţionale pe care le oferă simetria constructivă sînt probabil neînsemnate.

Remarcăm însă faptul, că este singura variantă constructivă care permite o reducere maximă a lungimii reţelei secundare, prin aşezarea transformatoarelor lîngă cuvă. Distanţa mare dintre pachetele de bare monofazate reduce de asemenea valoarea cuplajului inductiv, rezultînd în final parametrii electrici de valori minime.

Convertoarele executate pînă acum, reţin doar repartiţia spaţială simetrică a electrozilor în cuve rotunde sau triunghiulare, iar prin deplasarea celor trei transformatoare în aceeaşi linie, figura 1 b, se obţine o repartiţie plană simetrică a reţelei secundare, faţă de o axă, A-A, ce trece prin mijlocul pachetului de bare al fazei mediane.

Grupul transformatoric în acest caz se poate înlocui cu un transformator trifazat de o construcţie specială, impusă de regimul de funcţionare al convertorului şi mai ales de forma reţelei secundare ce se concepe.

Dacă se raportează la faza din axa de simetrie constructivă, considerîndu-se succesiunea directă a mărimilor fazoriale, pentru acest circuit trifazat dispus într-un plan, parametrii electrici pot avea forma:

$$\begin{aligned}
&\underline{Z}_1 \geqslant \underline{Z}_2 \geqslant \underline{Z}_3;\\
&\underline{Z}_{1p} = \underline{Z}_{3p} = \underline{Z}_p; \underline{Z}_{2p} = k\underline{Z}_p
\end{aligned}$$

unde $k \leqslant 1$.

În acelaşi sens, pentru varianta din figura 1 b se mai scrie:

$$\begin{aligned}
&R_{1p} = R_{3p} = \beta R_p; R_{2p} = R_p,\\
&L_{1p} = L_{3p} = \gamma L_p; L_{2p} = L_p, \qquad (2)\\
&L_{12} = L_{23} = L_m; L_{13} = \delta L_m,
\end{aligned}$$

unde $\beta \geqslant 1$, $\gamma \geqslant 1$, $\delta \leqslant 1$, sînt evident coeficienţi ce depind de dimensiunile constructive ale reţelei secundare.

Dezechilibru produs de repartiţia plană simetrică faţă de o axă a reţelei secundare, pentru parametrii electrici proprii, este accentuat şi de cuplajul inductiv, mai pronunţat ca valoare în acest caz, dar inegal între cele trei faze.

O măsură constructiv simplă, ce poate asigura echilibrarea impedanţei pe cele trei faze, este răsucirea faţă de axa A — A cu un unghi determinat, α', a ansamblului format de cuvă şi electrozi în sensul succesiunii directe a mărimilor fazoriale, considerate pentru convertor. Se realizează în acest fel o modificare voită a parametrilor electrici proprii pentru cele trei faze, astfel încît să se compenseze în întregime cuplajul inductiv inegal format de pachetele de bare conductoare ale reţelei secundare.

Dacă se consideră din nou de referinţă faza mediană, parametrii electrici se pot scrie sub forma:

$$\begin{aligned}
&\underline{Z}_{1p} \leqslant \underline{Z}_{2p}\, \underline{Z} \leqslant {}_{3p} \text{ şi } \underline{Z}_1 \cong \underline{Z}_2 \cong \underline{Z}_3 \cong \underline{Z}\\
&R_{1p} = \frac{1}{\beta} R_p; R_{2p} = R_p; R_{3p} = \beta R_p\\
&L_{1p} = \frac{1}{\gamma} L_p; L_{2p} = L_p; L_{3p} = \gamma L_p \qquad (3)\\
&L_{12} = (2 - \delta) L_m; L_{23} = L_m; L_{31} = \delta L_m,
\end{aligned}$$

unde coeficienţii β, γ şi δ, îşi menţin variaţia din (2), iar $\underline{Z}_{(1-3)}$ este impedanţă totală a fazelor circuitului secundar.

În figura 1 c este redată această variantă de convertor electrotermic, cu electrozii în cuvă triunghiulară, care se utilizează des în diversele

procese electrotermice ca unități de mare putere.

2.2. *Convertoare cu cuve dreptunghiulare.* Alături de convertoarele electrotermice cu simetrie spațială a electrozilor, în raport cu o axă verticală, s-au dezvoltat și variante cu simetrie plană, folosindu-se mai ales cuvele dreptunghiulare cu dispunerea în linie a electrozilor.

O încercare de repartiție simetrică în acest caz, analogă cu figura 1 a, este dată în figura 2 a. Se menține în acest mod egalitatea parametrilor electrici proprii, dar se complică mult calculul inductanțelor mutuale. O astfel de realizare, dacă se justifică, ar crea condiții incomode de lucru la acele două nivele ale cuvei.

Din varianta descrisă, prin trecerea de aceeași parte a transformatoarelor, se obține varianta cu repartiție simetrică plană, atît pentru rețeaua secundară, cît și pentru electrozi. Schițată în figura 2 b ea este analogă aceleia din figura 1 b, cu observația că dezechilibru produs de cuplajul inductiv este aici mult mai pronunțat, cuprinzînd și electrozii, fapt ce se poate constata cu ușurință la funcționarea convertoarelor respective.

Relațiile între parametrii electrici ai rețelei secundare în acest caz se scriu sub forma:

$$\begin{aligned} &\underline{Z}_1 = (2-k)\underline{Z}_p\,;\ \underline{Z}_2 = \underline{Z}_p\,;\ \underline{Z}_3 = k\underline{Z}_p \text{ și} \\ &\underline{Z}_{1p} = \underline{Z}_{2p} = \underline{Z}_{3p} = \underline{Z}_p \\ &R_{1p} = R_{2p} = R_{3p} = R_p \\ &L_{1p} = L_{2p} = L_{3p} = L_p \qquad (4) \\ &L_{12} = L_{23} = L_m\,;\ L_{31} = \delta L_m. \end{aligned}$$

Pentru convertoarele cu cuvă dreptunghiulară există de asemenea soluții constructive care să ofere echilibrarea parametrilor electrici ai rețelei secundare. Una dintre acestea se obține prin așezarea cuvei cu axa sa longitudinală, perpendicular pe linia transformatoarelor. Barele conductoare ale rețelei secundare formează în acest caz două pachete trifazate distincte, legătura în stea fiind soluția cea mai simplă. Inegalitatea parametrilor electrici este de forma dată de relațiile (3), iar schema simplificată este prezentată în figura 2 c.

În concluzie, convertoarele electrotermice trifazate se pot realiza cu distribuție spațială simetrică a tuturor elementelor sale, într-o singură variantă.

Forma cuvei și a transformatoarelor utilizate determină forma rețelei secundare și distribuția electrozilor, iar în final dezechilibrul constructiv al parametrilor electrici.

3. Căile de curent și schema electrică echivalentă din zona electrozi-vatră

La funcționarea normală a convertoarelor electrotermice cu arc șuntat, pentru obținerea temperaturii necesare reacției de formare a produsului, există un arc electric puternic și lung. Cei trei electrozi sînt înconjurați pe o anumită suprafață de amestecul șarjei, între electrod și șarjă realizîndu-se un contact mai mult sau mai puțin bun.

Mărimea suprafeței reale de contact suferă în permanență schimbări în timpul funcționării convertorului, ducînd la modificarea valorii curentului din căile formate de șarjă și dintre acestea și arcul electric. Elementele componente și aspectul format de căile de curent din șarjă sînt redate în figura 3.

Pentru convertoarele ce folosesc cuva rotundă sau triunghiulară șarja poate constitui o sarcină

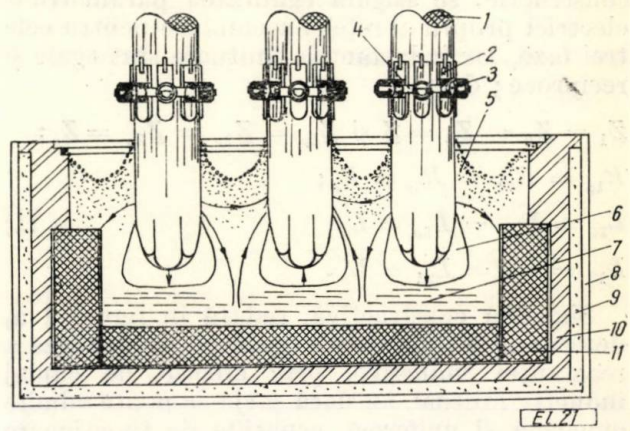


Fig. 3. Explicativă privind zona electrozi-șarjă din cuva convertorului:

1 — electrod; *2* — bac de contact; *3* — bulon de strîngere; *4* — inel de strîngere; *5* — șarjă; *6* — arcul electric; *7* — baia topită; *8* — manta metalică; *9* — strat termoizolant; *10* — zidărie refractară; *11* — vatra conductoare.

electrică echilibrată, dată fiind simetria constructivă, dacă materialul este omogen și uniform. La cuvele dreptunghiulare sînt create, tot constructiv, condiții ca unele căi de curent să nu fie egale ca valoare rezistivă. Aceste căi, în cazul convertoarelor trifazate se închid prin șarjă, între cei trei electrozi, după o legătură în triunghi și formează cuplajul electric al convertorului.

Cea mai complexă configurație a căilor de curent se găsește la convertoarele cu vatra conductoare înălțată unde se disting:

— căi de curent prin șarja afînată și vîscoasă, ce șuntează arcul electric, unindu-se cu baia sau vatra băii;

— căi de curent ce se închid prin șarjă la peretele conductor înălțat al vetrei;

— căi de curent ce se închid prin șarjă între electrozi formînd cuplajul electric (stea și triunghi).

Schema electrică echivalentă, ce corespunde în bună măsură situaţiei produsă de şarjă ca element de circuit, este prezentată în figura 4.

Analiza comportării funcţionale la aceste convertoare este dificilă şi din cauza variaţiei cu temperatura, a rezistenţei şarjei. Folosind metoda expusă în [6] şi verificînd pe o instalaţie

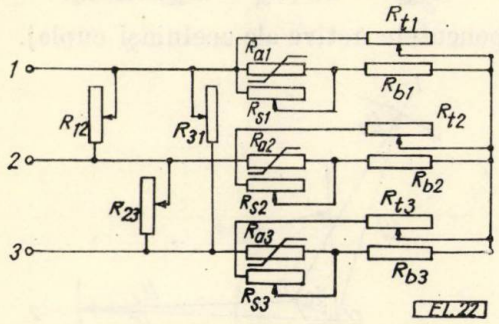


Fig. 4. Schema electrică echivalentă din zona electrozi-vatră.

specială, schiţată în figura 5, s-a găsit că rezistenţa şarjei scade cu creşterea temperaturii la început liniar şi apoi exponenţial, odată cu apariţia diverselor reacţii de formare a elementelor ce compun amestecul. Rezultatul unei încercări de acest fel este redat în figura 6 şi permite aprecierea valorii constante pentru $R_{b(1-3)}$.

Menţionăm că probele introduse în cuva de încercare *1* din figura 5, se luau din şarja convertorului în funcţiune, iar pe instalaţie se asigura regimul termic staţionar şi controlul lui în

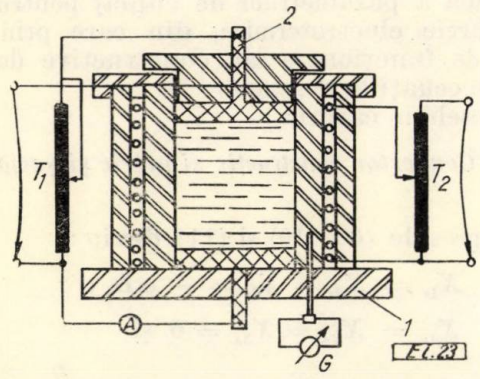


Fig. 5. Instalaţie pentru determinarea variaţiei $R = f\ (t°)$ a şarjei :

1 – cuvă; *2* – electrozii; T_1 – transformator de măsurare; T_2 – transformator pentru menţinerea temperaturii; G – galvanometrul.

timpul măsurării, evitîndu-se astfel pericolul unei explozii.

Faţă de elementele constructive ale convertoarelor electrotermice descrise, şarja, reprezintă aşa cum se poate remarca din cele arătate, o importantă sursă de modificări permanente ale condiţiilor de funcţionare, mai greu de evidenţiat şi controlat decît oricare altele.

4. Expresiile generale ale parametrilor de dezechilibru pentru convertoarele electrotermice cu arc electric şuntat

Se consideră schema electrică echivalentă din figura 7, a unui convertor electrotermic trifazat, pentru care se admit următoarele :

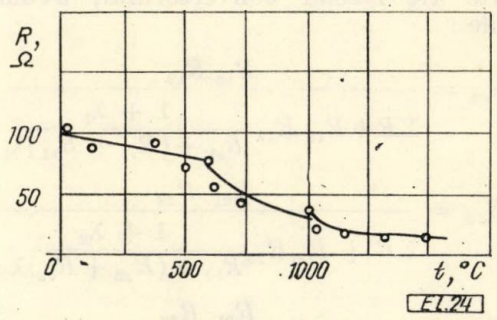


Fig. 6. Variaţia $R = f(t°)$.

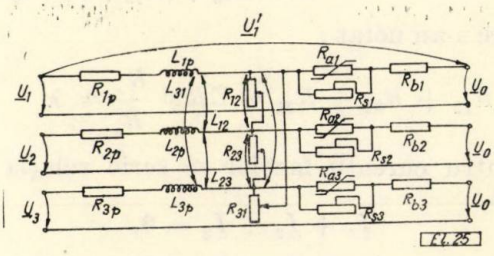


Fig. 7. Schema electrică echivalentă a convertorului electrotermic trifazat cu arc şuntat :

$R_{(1-3)}$ – rezistenţa proprie a reţelei secundare; $L_{(1-3)p}$ – inductivitatea proprie a reţelei secundare; $L_{12-23-31}$ – inductivitatea mutuală a reţelei secundare; $R_{12-23-31}$ – rezistenţa de cuplaj electric la electrozi; $R_{(1-3)}$ – rezistenţa arcului electric; $R_{(1-3)p}$ – rezistenţa băii.

– cuplajele inductive şi rezistive sînt statice;

– variaţia fazorilor de curent pe faze este sinusoidală ;

– tensiunea la bornele arcului electric este constantă şi dependentă de lungimea sa, $U_a\ (l)$;

– la bornele circuitului secundar există un sistem trifazat simetric de tensiuni sinusoidale.

Pentru circuitele electrice cu elemente neliniare rezistive, după [5], se folosesc relaţiile lui Kirchhoff, cu scrierea adecvată a tensiunii la bornele elementului respectiv.

Cu precizarea că parametrii de circuit introduşi în expresii corespund notaţiilor ce rezultă din figura 7, relaţiile lui Kirchhoff sînt :

$$\begin{aligned}
\underline{U}_1 &= (R_{1p} + j\omega L_{1p})\,\underline{I}_1 + j\omega L_{12} + \underline{I}_2 + \\
&+ j\omega L_{13}\,I_3 + R_{c1}\underline{I}_1 + U_0 ; \\
U_2 &= (R_{2p} + j\omega L_{2p})\,\underline{I}_2 + j\omega L_{21}\underline{I}_1 + \\
&+ j\omega L_{23}\underline{I}_3 + R_{c2}\underline{I}_2 + U_0 ; \qquad (5) \\
\underline{U}_3 &= (R_{3p} + j\,\omega L_{3p})\,\underline{I}_3 + j\omega L_{31}\underline{I}_1 + \\
&+ j\,\omega L_{32}\underline{I}_2 + R_{c3}\underline{I}_3 + U_0,
\end{aligned}$$

unde avem :

$R_{(1-3)p} + j\omega L_{(1-3)p} = \underline{Z}_{(1-3)p}$ — impedanţele proprii ale fazelor circuitului secundar :

$\underline{U}_0$ — tensiunea de deplasare a punctului de potenţial nul al vetrei, faţă de nulul sistemului simetric de tens ne ;

$R_{c(1-3)}$ — rezistenţele echivalente de cuplaj electric ale fazelor convertorului, avînd expresiile :

$$R_{c1} = \frac{R_{12}\,R_{13}}{\Sigma R + R_{12}\,R_{13}\dfrac{1+\lambda_1}{R_{b1}+(R_{s1}+R_{b1})\lambda_1}};$$

$$R_{c2} = \frac{R_{21}\,R_{23}}{\Sigma R + R_{21}R_{23}\dfrac{1+\lambda_2}{R_{b2}+(R_{s2}+R_{b2})\lambda_2}}; \qquad (6)$$

$$R_{c3} = \frac{R_{31}\,R_{32}}{\Sigma R + R_{31}R_{32}\dfrac{1+\lambda_3}{R_{b3}+(R_{s3}+R_{b3})\lambda_3}},$$

în care s-au notat :

$$R_{12} + R_{32} + R_{31} = \Sigma R \text{ şi } \frac{R_a}{R_s} = \lambda.$$

Pentru curenţii fazelor se scrie relaţia evidentă :

$$\underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \underline{I}_3 = 0, \qquad (7)$$

în care în general, $|\underline{I}_1| \neq |\underline{I}_2| \neq |\underline{I}_3|$.

Cu ajutorul operatorului complex de rotaţie, între fazorii curentului din figura 8, considerînd succesiunea directă, se obţine :

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_2 \frac{|I_1|}{|I_2|} e^{j\alpha_1};\ \underline{I}_2 = \underline{I}_1 \frac{|\underline{I}_2|}{|\underline{I}_2|} e^{-j\alpha_1}$$

$$\underline{I}_2 = \underline{I}_3 \frac{|\underline{I}_2|}{|\underline{I}_3|} e^{j\alpha_3} \qquad (8)$$

unde α_1 şi α_3 sînt defazările sistemului nesimetric de curenţi.

Înlocuind în (5) expresiile curenţilor din (7) şi (8), relaţiile de tensiuni pentru convertor devin :

$$\begin{aligned}
\underline{U}_1 &= \underline{Z}_{1p}\underline{I}_1 + j\,X_{1r}\underline{I}_1 + X_{1a}\underline{I}_1 + R_{c1}\underline{I}_1 + U_0;\\
\underline{U}_2 &= \underline{Z}_{2p}\underline{I}_2 + j\,X_{2r}I_2 + X_{2a}I_2 + R_{c2}I_2 + U_0; \qquad (9)\\
\underline{U}_3 &= \underline{Z}_{3p}\underline{I}_3 + j\,X_{3r}\underline{I}_3 + X_{3a}\underline{I}_3 + R_{c3}\underline{I}_3 + U_0,
\end{aligned}$$

unde s-a notat cu :

$$X_{1r} = \omega m\,(L_{12}\cos\alpha_1 - L_{13}\cos\alpha_1 - \frac{1}{m}L_{13});$$

$$X_{2r} = \frac{\omega}{m}\,(L_{21}\cos\alpha_1 - L_{23}\cos\alpha_1 - mL_{23}; \qquad (10)$$

$$X_{3r} = \omega n\,(L_{32}\cos\alpha_3 - L_{31}\cos\alpha_3 - \frac{1}{n}L_{31}),$$

componentele reactive ale cuplajului inductiv şi,

$$X_{1a} = \omega m\,(L_{12} - L_{13})\sin\alpha_1;$$

$$X_{2a} = \frac{\omega}{m}\,(L_{23} - L_{21})\sin\alpha_1; \qquad (11)$$

$$X_{3a} = \omega n\,(L_{31} - L_{32})\sin\alpha_3,$$

componentele active ale aceluiaşi cuplaj.

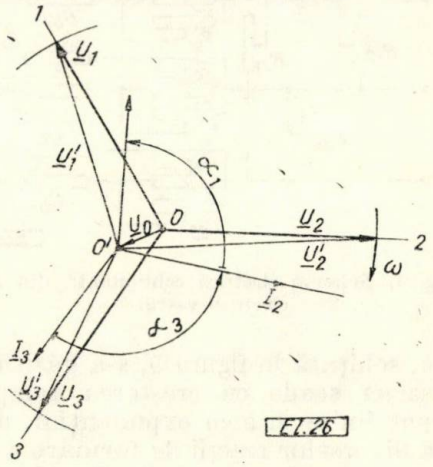


Fig. 8. Explicativă privind relaţiile de tensiune şi curenţi.

Parametrii m şi n sînt respectiv :

$$m = \frac{|\underline{I}_2|}{|\underline{I}_1|} \text{ şi } n = \frac{|\underline{I}_2|}{|\underline{I}_3|}.$$

Expresiile (6), (10) şi (11) reprezintă forma generală a parametrilor de cuplaj pentru convertoarele electrotermice, din care prin condiţii de funcţionare sau constructive date se găsesc ecuaţiile necesare.

Deosebim cazurile :

a) *Convertor constructiv simetric şi şarjă omogenă*

Expresiile (6), (10) şi (11) devin :

$$X_{1r} = X_{2r} = X_{3r} = -\omega L_m;$$

$$X_{1a} = X_{2a} = X_{3a} = 0 \text{ şi} \qquad (12)$$

$$R_{c1} = R_{c2} = R_{c3} = \frac{R}{3 + R\dfrac{1+\lambda}{R_b + (R_s + R_e)\lambda}},$$

din care rezultă că cuplajul inductiv are o singură componentă, reactivă, egală pe fiecare fază. Rezistenţa de cuplaj electric este la fel egală pe cele trei faze şi fiind componenta activă utilă a convertorului, determină aceeaşi putere pe faze. Dacă $R = \infty$, se obţine convertorul cu arc neşuntat, iar pentru $R = 0$ se obţine convertorul cu arcul total şuntat şi deci puterea utilă nulă (scurtcircuit).

b) *Convertor constructiv simetric față de faza mediană și șarjă omogenă*

Avînd în vedere relațiile (2) și (4), parametrii de cuplaj inductiv sînt:

$$X_{1r} = \omega m\left[L_m \cos\alpha_1 - \delta L_m\left((\cos\alpha_1 - \frac{1}{m}\right)\right];$$

$$X_{2r} = \frac{\omega}{m}(m \cdot L_m) = -\omega L_m; \qquad (13)$$

$$X_{3r} = \omega n\left[L_m \cos\alpha_3 - \delta L_m\left(\cos\alpha_3 - \frac{1}{n}\right)\right]$$

și

$$X_{1a} = \omega m \cdot L_m(1-\delta)\sin\alpha_1;$$

$$X_{2a} = \omega m \cdot L_m(1-1)\sin\alpha_1 = 0; \qquad (14)$$

$$X_{3a} = \omega n \cdot L_m(\delta - 1)\sin\alpha_3.$$

Pentru parametrii de cuplaj rezistiv se disting două posibilități, după forma cuvei, respectiv la cuvă rotundă sau triunghiulară sînt valabile expresiile din (12), iar la cuvă dreptunghiulară, între cele trei rezistențe apare relația:

$$R_{c1} = R_{c3} \gg R_{c2}. \qquad (15)$$

Din relațiile (13) și (14) rezultă că, la simetrie și module egale de curent, cele două componente reactive ale fazelor extreme devin egale, iar componentele active, pentru δ cunoscut, egale și de semne contrare, pozitivă pentru faza 1 și negativă pentru faza a 3-a.

c) *Convertor constructiv asimetric și șarjă omogenă*

În acest caz impedanța proprie pentru cele trei faze este diferită, putîndu-se realiza relația din (3). Componentele parametrilor de cuplaj inductiv sînt de forma (13) respectiv (14) și pentru convertor rezultă o echilibrare dacă acestea primesc valorile impuse de relația existentă între impedanțele proprii Z_p.

Pentru parametrii de cuplaj rezistiv, se regăsesc situațiile de la b).

S-au analizat trei cazuri mai semnificative din multele posibilități ce pot fi găsite la aceste convertoare, dar în condițiile reale de funcționare ponderea influenței parametrilor de cuplaj este greu de reliefat cu precizie și în plus, se condiționează permanent reciproc.

Dacă pentru parametrii de cuplaj inductiv se pot admite situații de aproximare satisfăcătoare, parametrii de cuplaj rezistiv sînt dificili de definit, din cauza structurii șarjei. Rezultă că, pentru aceste convertoare cu arc șuntat, metoda convenabilă de studiu a regimului de funcționare este cea experimentală, directă pe instalație pentru fiecare caz în parte.

După un număr suficient de mare de testări ale diverselor situații mai frecvente în funcționarea acestora se poate concepe o programare proprie a convertorului, care să folosească conducerii automate, prin calculator, a unui anumit regim de lucru.

5. Verificări experimentale

S-au efectuat pe un convertor electrotermic trifazat de 40 MVA, în funcțiune, avînd schema constructivă după figura 2c. Încercările s-au desfășurat 8 ore, urmărindu-se influența cuplajului rezistiv, prin modificarea structurii șarjei și a uniformității ei în cuvă.

La realizarea condițiilor de experimentare s-a avut în vedere variația rezistenței șarjei cu temperatura și mai ales cu structura sa, rezultată din probele descrise la punctul 3. Pentru echilibrarea impedanței rețelei secundare s-a ales aceeași lungime la electrozi și s-a menținut egalitatea tensiunilor și curenților la cele trei faze. În aceste împrejurări, din relațiile parametrilor de cuplaj se deduce că influențe asupra puterii active au rezistențele cuplajului rezistiv. Prima parte a încercărilor s-a făcut prin agitarea permanentă a șarjei și schimbarea structurii ei între electrozi. Se modificau în acest fel, în principal, căile de curent dintre electrozi.

Din figura 9a și 9b se observă că în acest caz se obțin variații permanente mari, atît pentru puterea activă cît și pentru tensiunea pe faze. Condițiile de lucru în arc se schimbă mereu, producînd o instabilitate funcțională specifică fazei de topire de la convertoarele cu arc nesuntat.

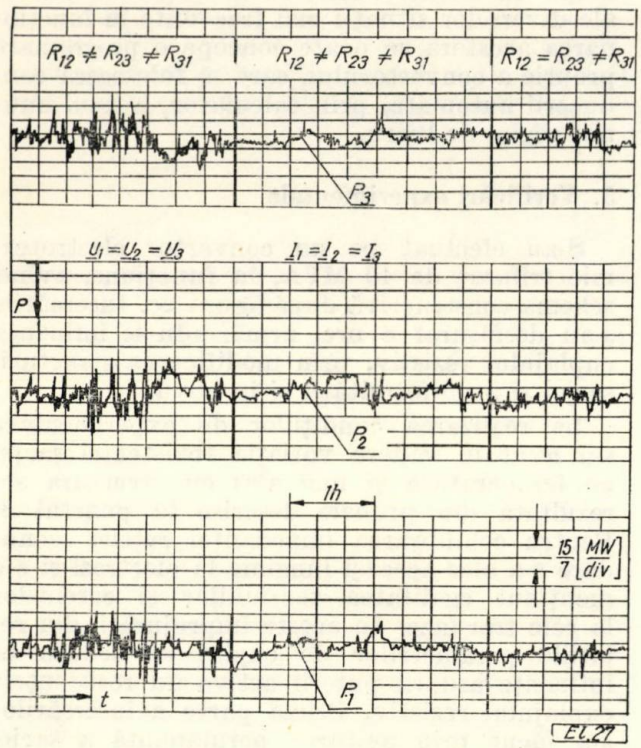
După o perioadă de refacere a șarjei normale, care a durat aproape o oră, s-a trecut la o funcționare în care s-a înlăturat, prin manevre, o mare parte din șarja de lîngă electrozi realizînd situația $R_{12} \neq R_{23} \neq R_{31}$, cu valori foarte mari, cînd se constată o egalitate a puterii active pe faze și aproape aceeași situație pentru tensiuni.

Altă situație de funcționare s-a creat prin așezarea neuniformă a șarjei între electrozi cînd valorile de maxim și minim ale puterii active treceau de la o fază la alta.

Ultima parte corespunde stării normale a șarjei în cuvă în condițiile egalității mărimilor electrice pe faze și intrarea în regimul de funcționare ales de tehnologie.

Încercările au reliefat mari greutăți în menținerea egalității curenților pe faze în condițiile de experiment.

Remarcăm de asemenea posibilitatea urmăririi deplasării tensiunii $\underline{U}_0$, din variația celor trei tensiuni pe faze la care se înregistrează variații contrare pentru o fază în raport cu celelalte două.



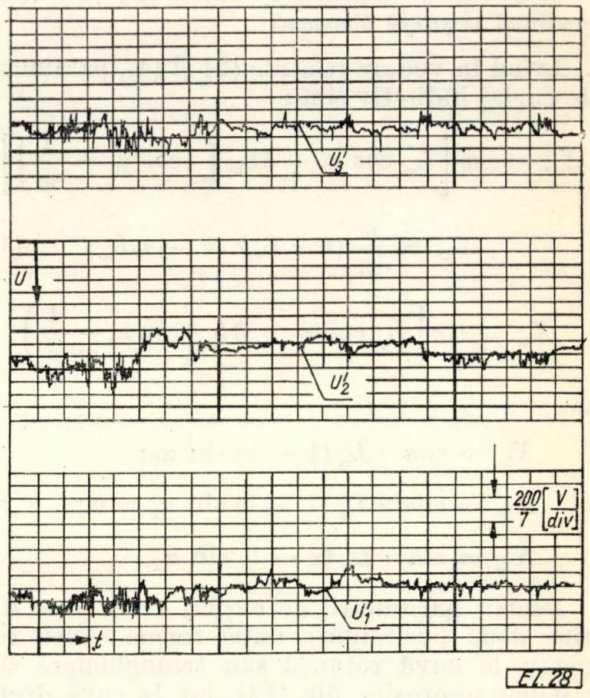


Fig. 9. Variaţia puterii active şi a tensiunii pe fazele convertorului cu arc şuntat de tipul 2. c, pentru diferite valori ale rezistenţelor de cuplaj electric : *a*) puterea ; *b*) tensiunea.

6. Concluzii

— Convertoarele electrotermice trifazate cu arc electric şuntat pot fi prevăzute cu reţele secundare, corespunzătoare, indiferent de tipul cuvei şi a transformatoarelor utilizate, dacă se aleg variantele constructive asimetrice din figurile 1c şi 2c.

— Convertoarele cu simetrie constructivă faţă de faza mediană, activează valorile cele mai mari ale componentelor de cuplaj inductiv. Se recomandă în acest sens modificarea reţelei secundare la cuptoarele 1 şi 2 din Combinatul Chimic Tîrnăveni.

— Cuplajul rezistiv, determinat de şarjă, schimbă permanent condiţiile de funcţionare, dacă se acţionează asupra sa, la orice tip de cuvă şi stabileşte un anume regim de lucru relativ liniştit dacă şarja este omogenă structural.

— Reţeaua secundară şi şarja sînt elementele principale de dezechilibru local ale convertoarelor electrotermice trifazate cu arc şuntat, solicitînd numeroase încercări experimentale, justificate, pentru stabilirea regimului optim de funcţionare al acestora.

Bibliografie

[1] *Moroz, L, I.* Soversenstvovanie konstrukţii korotkin setei, electrodugovih pecei. In : Prom. energhetica, nr. 17, 1962.

[2] *Strunski, B, M.* Korotkie seti elektriceskie pecei, Moscova — 1962.

[3] *Franciszek, S.* Ocena pracy asymetryeznego stalowniczego urzadzenia lukowegooraz dobor optymalnych warunkow jego pracy. In : Rozprawy electrotechniczne, tom **VII**, 1962.

[4] *Jerdev, J.T.* Elektriceskaia ţepi trehfaznoi şuntirovannoi dugi. In : Elektricestvo, nr. 2, 1960.

[5] *Stănciulescu, F.* Probleme privind electrotehnica circuitelor şi mediilor neliniare şi rezolvarea lor prin procedeu de calcul digital. In : Electrotehnica **17**, nr. 1, 1967.

[6] *Radu, T.* Metodă şi dispozitiv de măsurare a parametrilor şi mărimilor electrice în şarja cuptoarelor cu arc şuntat. In : Metrologia Aplicată **17**, nr. 5, 1970.

Intrat în redacţie la 16. IX. 1970.

Conectarea hidrogeneratoarelor la rețea prin autosincronizare

MIHAI OPASCHI* — Reșița

CZ 621.322-82 : 621-83

În cazuri de avarie, cînd se impune pornirea imediată a unui grup pentru menținerea sistemului energetic, se utilizează uneori punerea în paralel a hidrogeneratorului cu rețeaua prin metoda autosincronizării, care se caracterizează prin rapiditate dar și prin șocuri apreciabile de curent.

De asemenea, cînd rețeaua are mari oscilații de frecvență și tensiune, nefiind posibilă utilizarea metodelor de sincronizare precisă, se poate utiliza metoda autosincronizării.

Prin autosincronizare hidrogeneratorul neexcitat, care se rotește cu o turație apropiată de cea sincronă (alunecarea pozitivă), se conectează în paralel cu sistemul energetic (fig. 1) apoi se excită și singur este tras în sincro-

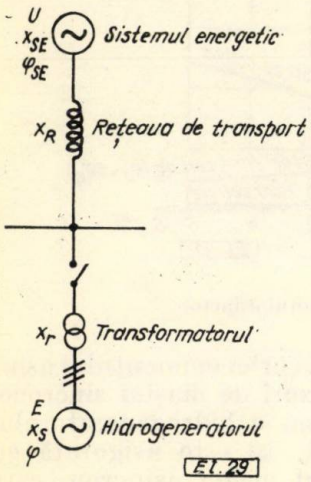


Fig. 1. Schema de principiu a hidrogeneratorului conectat pe rețea.

nism. În momentul conectării hidrogeneratorului la rețea, înfășurarea de excitație este conectată în scurtcircuit sau, preferabil, pe o rezistență de descărcare (fig. 2), pentru evitarea supratensiunilor la inele de contact.

În timpul acestui proces tranzitoriu, în hidrogenerator apar curenți și momente electromagnetice de șoc, iar în rețea apare o cădere de tensiune de scurtă durată.

Procesul de autosincronizare durează circa 2—10 s, iar restabilirea tensiunii de borne pînă la valoarea de $0{,}95 \cdot U_{1n}$ se face în circa 2—3 s, în timp ce în cazul sincronizării piesei, procesul durează 2—3 min.

* *M. Opaschi* este inginer șef la ICPEH — Reșița.

În figura 1 s-au folosit următoarele notații :

E, x_s, x_d'', φ — TEM reactanța de dispersie, reactanța supratranzitorie longitudinală și unghiul de defazaj corespunzător hidrogeneratorului ;

x_T — reactanța transformatorului ;

x_R — reactanța rețelei ;

U, x_{sE}, φ_2 — tensiunea, reactanța și unghiul de defazaj al sistemului energetic înlocuit printr-un generator echivalent.

În cele ce urmează se neglijează căderile ohmice și influența saturației.

Componența periodică a curentului din înfășurarea statorului, care apare la conectarea hidrogeneratorului la rețea prin metoda sincronizării precise, se poate calcula cu ajutorul relației generale :

$$I_{1s} = \frac{E - U}{x_s + x_T + x_R + x_{sE}}, \; u \cdot r. \qquad (1)$$

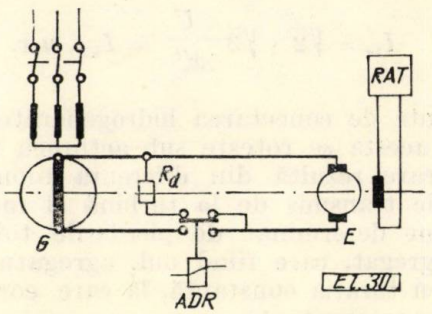


Fig. 2. Schemă de punere în paralel a hidrogeneratorului cu rețeaua prin autosincronizare.

Ținînd seamă că, în cazul autosincronizării, hidrogeneratorul se conectează neexcitat, deci $E = 0$, relația (1) devine :

$$I_{1a} = \frac{U}{x_s + x_T + x_R + x_{sE}} \qquad (2)$$

Valoarea maximă are loc în primul moment al conectării ($t = 0$) cînd $x_s = x_d''$, deci relația (2) devine :

$$I_{1a} = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot U}{x_d'' + x_T + x_R + x_{sE}} = \sqrt{2} \cdot I_{1a\,ef}, \; u \cdot r, \qquad (3)$$

iar valoarea efectivă este :

$$I_{1a\,ef} = \frac{\sqrt{3} \cdot U}{x_d'' + x_T + x_R + x_{sE}},\ u \cdot r. \qquad (4)$$

Dacă se ține seamă de puterea de bază a centralei hidroelectrice, din care un hidrogenerator este conectat la rețea prin autosincronizare, atunci relația (3) devine :

$$I_{1a} = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot U}{x_d'' + x_T + (x_R + x_{sE})\dfrac{P_{ap}}{P_b}} = \sqrt{2} \cdot I_{1a\,ef},\ u \cdot r \qquad (5)$$

iar valoarea efectivă este :

$$I_{1a\,ef} = \frac{\sqrt{3} \cdot U}{x_d'' + x_T + (x_R + x_{sE})\dfrac{P_{ap}}{P_b}},\ u.r., \qquad (6)$$

unde :

P_{ap} este puterea aparentă nominală a hidrogeneratorului ;

P_b — puterea de bază a centralei.

În cazul cînd hidrogeneratorul este conectat la o rețea de putere infinită atunci $x_R = x_{sE} = 0$ și, dacă se neglijează și reactanța transformatorului, apare valoarea maximă posibilă a curentului de șoc la conectarea prin autosincronizare :

$$I_{1a} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3}\,\frac{U}{x_d''} = I_{K3},\ u.r. \qquad (7)$$

Înainte de conectarea hidrogeneratorului la rețea, acesta se rotește sub acțiunea momentului care rezultă din diferența momentului mecanic transmis de la turbină și momentul rezistent determinat de pierderile totale din hidroagregat, care fiind nul, agregatul se rotește cu turația constantă, la care corespunde alunecarea constantă.

În momentul conectării la rețea a hidrogeneratorului neexcitat, în acesta apare momentul electromagnetic, care conține o componentă asincronă și una sincronă. Momentul electromagnetic atinge valoarea maximă dacă conectarea se face la o defazare de $\delta = 120 \ldots 135$ grade electrice în care caz momentul și curentul statoric poate fi de cîteva ori mai mare decît valorile de scurtcircuit, pentru care se dimensionează hidrogeneratorul.

Acțiunea mutuală dintre cele două cîmpuri rotorice, direct și invers, care se rotesc cu frecvența circulară $+s\omega$ și $-s\omega$, cu cîmpul statorului dă componenta stabilizată a momentului electromagnetic.

Acțiunea mutuală a cîmpului stator cu componenta directă a cîmpului rotor, determină momentul mediu asincron, care se poate calcula [1] cu ajutorul expresiei :

$$M_{as} = \frac{U^2}{2}\left[\frac{x_d - x_d'}{x_d \cdot x_d'}\,\frac{sT_{d_3}'}{1 + (sT_{d_3}')^2} + \frac{x_d' - x_d''}{x_d' \cdot x_d''}\,\frac{s \cdot T_{yd_3}''}{1 + (sT_{yd_3}'')^2} + \frac{x_q - x_q''}{x_q \cdot x_q''}\,\frac{sT_{yq_3}''}{1 + (sT_{yq_3}'')}\right],\ u.r. \qquad (8)$$

unde :

U este tensiunea la bornele hidrogeneratorului înainte de conectare ;

s — alunecarea hidrogeneratorului ;

T_{d_3}', T_{yd_3}'' T_{yq_3}'' — constanta de timp a înfășurării de excitație respectiv a înfășurării de amortizare după axa longitudinală și transversală la scurtcircuit trifazat.

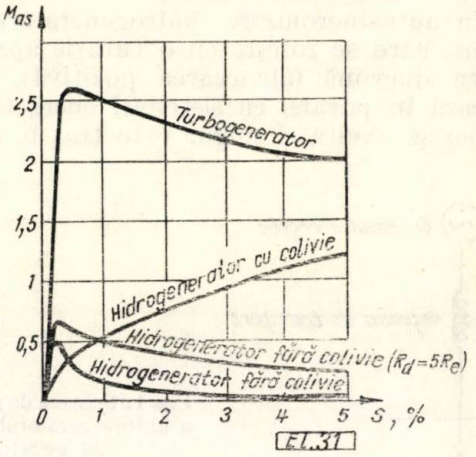


Fig. 3. Momentul asincron.

În figura 3 se prezintă curba momentului asincron pentru diferite cazuri de mașini sincrone.

Intrarea în sincronism a hidrogeneratorului are loc pentru $s = 1\%$ își este asigurată cu precădere de momentul mediu asincron, care la alunecări și mai mici este preluată de momentul reactiv, care se poate calcula cu relația :

$$M_r = U^2\,\frac{x_d - x_q}{2 \cdot x_d \cdot x_q}\,\sin 2\delta,\ u.r., \qquad (9)$$

unde :

$\delta = \delta_0 - st$ este unghiul dintre TEM a mașinii și tensiunea rețelei ;

δ_0 — unghiul inițial.

Momentul reactiv poate asigura tragerea în sincronism a hidrogeneratorului, dacă are valoarea :

$$M_r = (0{,}2 \ldots 0{,}3)\,M_n,\ u.r. \qquad (10)$$

După excitarea hidrogeneratorului apare momentul sincron, care efectuează sincronizarea

dintre rotor și cîmpul statorului și totodată asigură polaritatea corectă, ceea ce conduce la apariția unor pendulări de turație, momente și curenți de scurtă durată.

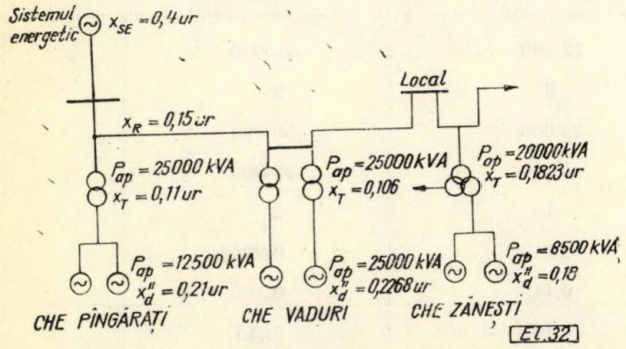


Fig. 4 Sistemul de centrale hidroelectrice de pe Bistrița — aval la care s-au efectuat probe de punere în paralel prin autosincronizare.

Momentul sincron se poate calcula cu relația :

$$M_s = \frac{E_{id} \cdot U}{x_d} (1 - e^{-\frac{t}{T'd_0}}) \sin \delta, \text{ u.r.} \quad (11)$$

unde E_{id} este TEM în regim stabilizat.

Dacă automatul de stingere a cîmpului se conectează simultan, sau imediat după conectarea hidrogeneratorului la rețea, rotorul este tras în sincronism deodată și cu polaritate corectă.

Ca urmare la hidrogeneratoarele pentru care se cere și se justifică utilizarea procedeului de autosincronizare este necesar să se calculeze șocurile de curent ce pot apare, valoarea momentelor necesare pentru asigurarea intrării rapide în sincronism, precum și rezistența de descărcare a înfășurării de excitație.

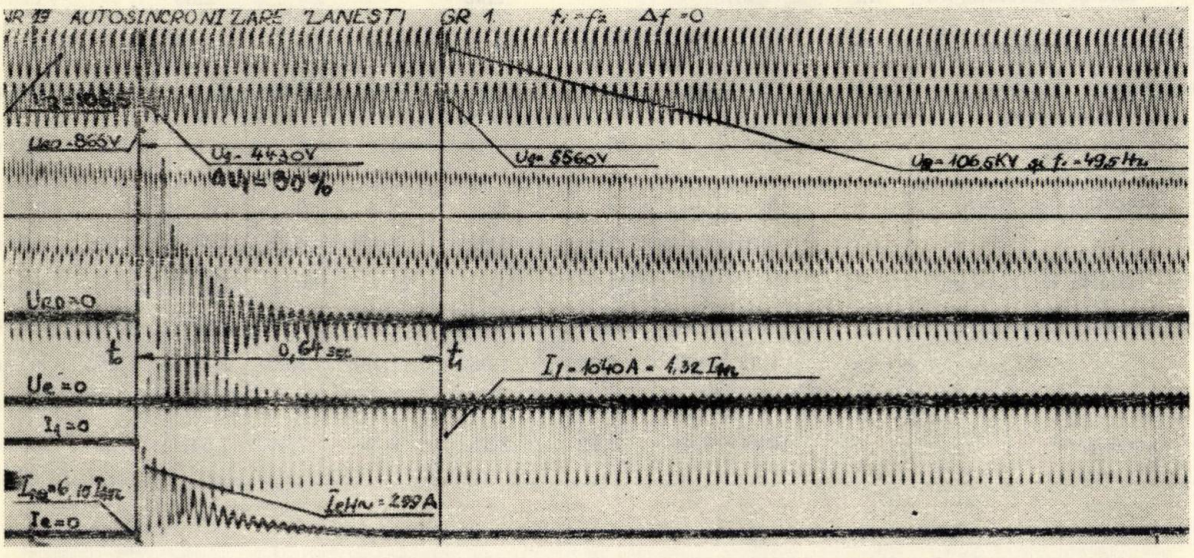


Fig. 5. Oscilograma procesului de autosincronizare a hidrogeneratorului de 8500 kVA de la CHE Zănești la $\Delta f = 0$.

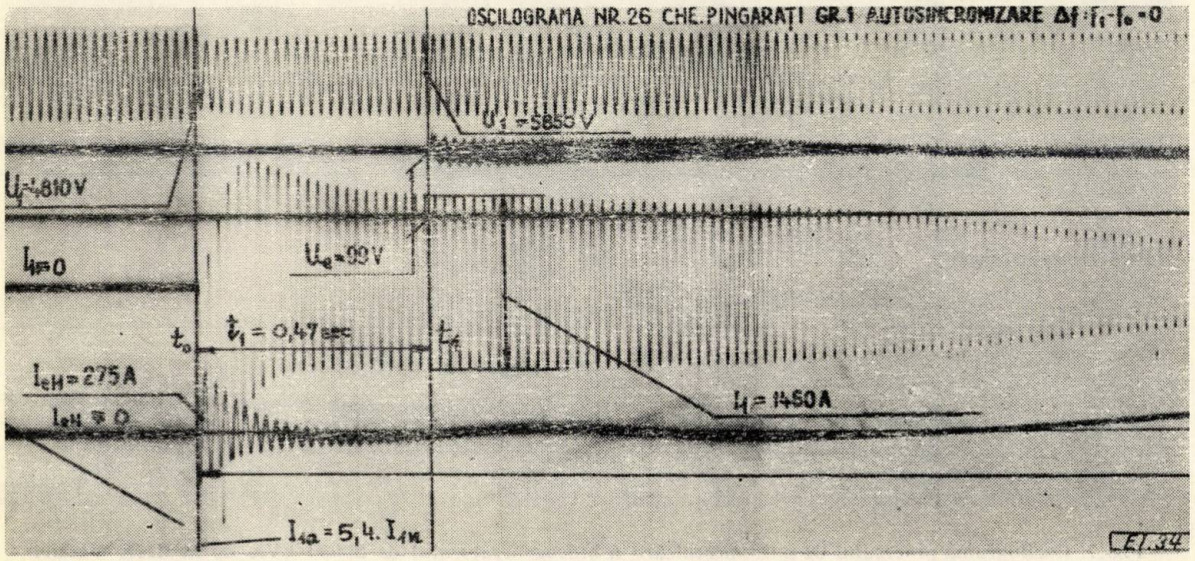


Fig. 6. Oscilograma procesului de autosincronizare a hidrogeneratorului de 12500 kVA de la CHE Pîngărați la $\Delta f = 0$.

Tabela 1

Valorile calculate și măsurate ale procesului de autosincronizare

Caracteristici tehnice	Unități de măsură	CHE Zănești		CHE Pingărați			CHE Vaduri			Observații
Puterea hidrogeneratorului	kVA	8 500		12 500			25 000			
Număr de generatoare	buc	2		2			2			
Puterea de bază a CHE	kVA	17 000		25 000			50 000			
Puterea transformatorului	kVA	20 000		25 000			25 000			
Număr de transformatoare	buc	1		1			2			
x_d''	u.r.	0,18		0,21			0,2268			
x_T	u.r.	0,1823		0,11			0,106			
x_R	u.r.	0		0,15			0,15			
x_{sE}	u.r.	0		0,4			0,4			
I_{1a} – calculat cu relația (5)	u.r.	8,17		4,12			4,03			calculat
I_{1aef} – calculat cu relația (6)	u.r.	5,78		2,92			2,85			calculat
f_1 – frecvența generatorului	Hz	49,5	50	49,3	50	48,5	49,5	50	49	măsurat
f_2 – frecvența rețelei	Hz	49,5	49,5	49,3	49,3	49,3	49,5	49,5	49,5	măsurat
$\Delta f = \frac{f_2 - f_1}{f_1} 100$	%	0	−1	0	−1	+1	0	−1	+1	măsurat
t_0 – momentul conectării	s	0	0	0	0	0	0	0	0	măsurat
I_{1a}	u.r.	6,15	9,45	5,4	5,59	4,17	4,46	3,02	3,92	măsurat
ΔU_1 – căderea de tensiune	%	30	30	24	24	25	30	30	30	măsurat
t_1 – conectarea excitației	s	0,64	0,64	0,47	0,48	0,48	0,465	0,47	0,45	măsurat
I_{1a}	u.r.	1,32	1,32	1,265	1,082	1,185	1,29	1,26	1,175	măsurat
ΔU_1	%	12	11	7	7	7	11	15	12	măsurat
t_2 – sincronizare	s	10,44	7,64	3,62	2,18	2,38	7,46	7,54	7,25	măsurat

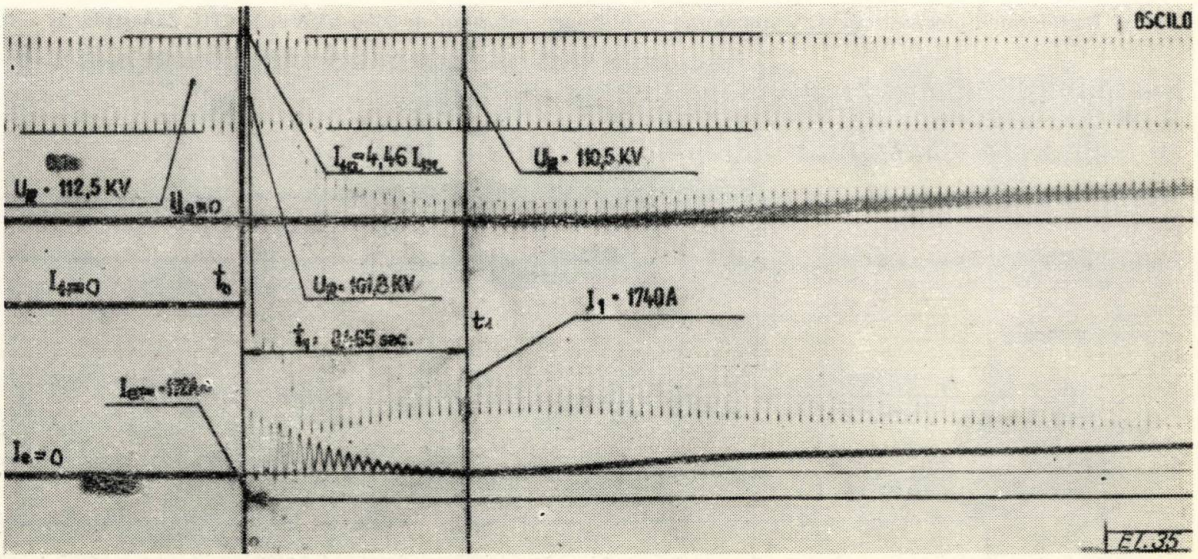


Fig. 7. Oscilograma procesului de autosincronizare a hidrogeneratorului de 25000 kVA de la CHE Vaduri la $\Delta f = 0$.

Pentru cercetarea procesului de autosincronizare s-au efectuat probe de punere în paralel a hidrogeneratoarelor verticale sincrone de 8 500 kVA, 12 500 kVA şi 25 000 kVA, care funcţionează în centralele hidroelectrice Zăneşti, Pîngăraţi şi Vaduri aparţinînd cascadei Bistriţa-aval.

Schema de conexiuni a acestor centrale cu sistemul energetic şi caracteristicile tehnice sînt prezentate în figura 4.

Cu ajutorul relaţiilor (3), (4), (5) şi (6) se determină şocul de curent, care apare la conectarea hidrogeneratorului la reţea în cazul autosincronizării, iar valorile obţinute prin calcul sînt date în tabela 1, în care sînt notate de asemenea şi valorile măsurate.

În figurile 5, 6 şi 7 sînt prezentate oscilogramele proceselor de autosincronizare ale hidrogeneratoarelor supuse probelor.

Din examinarea datelor calculate şi a celor obţinute la probe rezultă următoarele constatări:

— relaţiile pentru calculul şocului de curent dau valori destul de apropiate de cele obţinute pe bază de măsurători;

— şocul de curent ce apare în înfăşurarea statorului are valori apreciabile: $I_{sa} = 4 \ldots 9{,}5$ u.r., ceea ce determină solicitări dinamice în capetele frontale ale desfăşurării statorului;

— la conectarea prin autosincronizare apare o cădere de tensiune la bornele hidrogeneratorului de ordinul: $\Delta U_1 = 24 \ldots 30\%$, ceea ce se transmite prin transformator şi în reţea;

— durata procesului de autosincronizare est cuprinsă în domeniul 2,18—10,4 s.

Din datele obţinute rezultă că în cazul hidrogeneratoarelor care urmează a fi conectate la reţea prin metoda autosincronizării este necesar să se examineze în mod deosebit această problemă în vederea adoptării unor măsuri speciale privind şocurile de curent repetate, fapt care conduce la creşterea preţului de cost al hidrogeneratorului.

Concluzii

Procedeul de conectare a hidrogeneratoarelor în paralel cu reţeaua prin metoda autosincronizării produce solicitări dinamice apreciabile în hidrogenerator şi poate determina perturbaţii în reţea. La proiectarea hidrogeneratoarelor ce urmează a fi conectate prin autosincronizare trebuie să se ţină seamă de aceste solicitări.

În cazul hidrogeneratoarelor de mică putere a căror contribuţie la menţinerea sau redresarea sistemului energetic este neglijabilă, nu se justifică prevederea conectării prin autosincronizare.

Bibliografie

[1] *Elkind, I.M.* Shemî i ustroistvo dlea samosinhronizaţii sinhronnih maşin. Moscova-Leningrad, Gosenergoizdat, 1956.

[2] *Opaschi, M.* Proiectarea hidrogeneratoarelor. ICPEHR (uz intern); Reşiţa, Timişoara, 1969.

Intrat în redacţie la 21. IX. 1970

Multiplicator de frecvenţă cu traductoare magnetorezistive

VALERIA LĂPUŞAN şi SANDA TOADER* — Timişoara

CZ 621.314.263.:538.652

Rezistenţa electrică a unei plăci semiconductoare este modificată de prezenţa unui cîmp magnetic exterior.

Variaţia rezistenţei este cauzată de efectul magnetorezistiv fizic, respectiv geometric. Efectul magnetorezistiv fizic constă în micşorarea conductivităţii materialului semiconductor, provocată de scurtarea liberului parcurs mijlociu al purtătorilor de sarcină ca urmare a devierii acestora în cîmpul magnetic. Efectul magnetorezistiv geometric, care predomină, se datoreşte modificării spectrului densităţii curentului de conducţie în cîmpul magnetic.

Dacă se notează cu R_0 valoarea rezistenţei în absenţa inducţiei magnetice şi cu R_B valoarea rezistenţei în prezenţa ei, caracteristica sondei adică dependenţa raportului R_B/R_0 de inducţia magnetică, are alura prezentată în figura 1.

Se observă că la valori mici ale lui B variaţia rezistenţei este patratică, adică:

$$R_B = R_0(1 + k_1 B^2). \qquad (1)$$

La inducţii magnetice mai mari decît valoarea limită B, curba poate fi aproximată cu o dreaptă. Introducînd sonda într-un cîmp magnetic de inducţie constantă B_0, corespunzătoare porţiunii liniare a caracteristicii şi suprapunînd un cîmp de inducţie $B < |B_0 - B^*|$ (fig. 2), se obţine următoarea relaţie liniară:

$$R_B = R_{B_0}(1 + k_2 B), \qquad (2)$$

unde R_{B_0} este rezistenţa sondei la inducţia B_0.

* Ing. *Valeria Lăpuşan* este şef de lucrări, iar ing. *Sanda Toader* este asistent la Institutul politehnic — Timişoara.

Pentru măsurarea variaţiei rezistenţei în cîmpul magnetic, se consideră schema în punte prezentată în figura 4, propusă în [1]. Admiţînd că rezistenţa R din cele două braţe ale

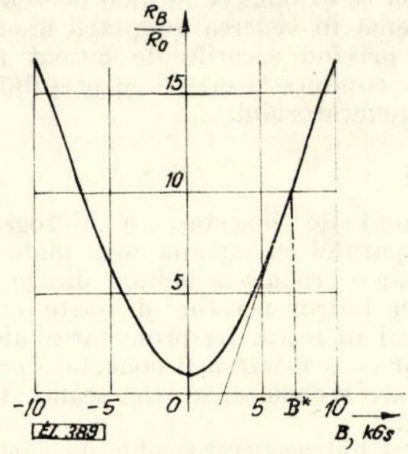


Fig. 1.

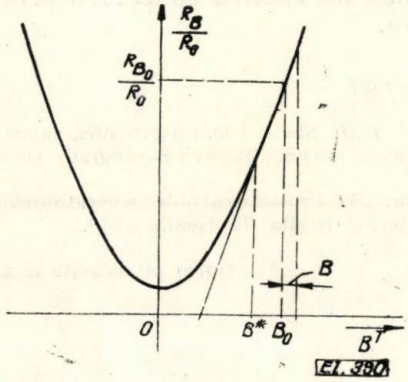


Fig. 2.

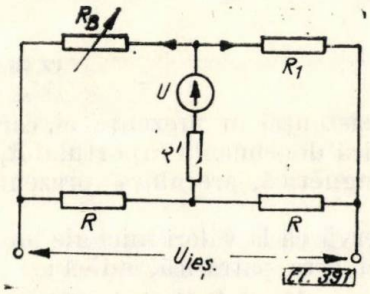


Fig. 3.

punţii este mult mai mare decît rezistenţa R_0 a sondei şi, de asemenea, că R_1 este egală cu R_0, se obţine pentru tensiunea de ieşire o valoare proporţională cu variaţia rezistenţei sondei, care pentru inducţii mici are expresia:

$$U_{ieş} = U \frac{R_0}{R + R'} (k_1 B^2) = C_1 U B^2, \quad (3)$$

unde:

$$C_1 = k_1 \frac{R_0}{R + R'}.$$

Schema presupune tensiunea U a sursei, constantă. Pentru a elimina influenţa temperaturii, rezistenţa R_1 trebuie confecţionată din acelaşi material cu sonda, iar R' trebuie să fie un termistor astfel ales încît raportul $\frac{R_0}{R + R'}$ din relaţia (3) să fie independent de temperatură.

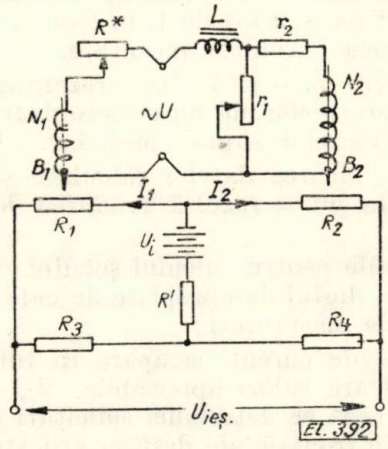


Fig. 4.

Una din aplicaţiile schemei în punte cu tensiunea de ieşire de forma: $U_{ieş} = C_1 U B^2$, folosind traductoare magnetorezistive, este multiplicarea frecvenţei.

În lucrarea de faţă se studiază cîteva posibilităţi de multiplicare a frecvenţei cu traductoare magnetorezistive.

Dublor de frecvenţă cu traductoare magentorezistive

Dublorul de frecvenţă se bazează pe următoarea expresie a funcţiei consinusioidale de frecvenţă dublă:

$$\cos 2\omega t = (\cos^2 \omega t - \sin^2 \omega t). \quad (4)$$

Schema corespunzătoare este dată în figura 4. Sonda magnetorezistivă $R_1(B)$ este plasată în cîmpul magnetic de inducţie B_1, obţinut prin alimentarea bobinei cu N_1 spire de la o sursă de tensiune sinusoidală. Curentul care străbate bobina este:

$$i_1 = i_{1m} \sin \omega t$$

şi este în fază cu tensiunea $u_1 = u_{1m} \sin \omega t$ (reactanţa bobinei este neglijabilă în raport cu rezistenţa din circuit). Bobina cu N_2 spire este alimentată de la aceeaşi sursă de tensiune, dar cu

ajutorul rezistențelor r_1, r_2 și a bobinei de inductanță L alese corespunzător, se realizează o defazare de $\frac{\pi}{2}$ între tensiunea de alimentare și curentul i_2 care îl creează pe B_2.

$$i_2 = i_{2m} \cos \omega t.$$

Sonda $R_2(B)$ se află în cîmpul magnetic B_2. Cele două sonde constituie două brațe ale punții alimentate de la sursa U_i.

Dacă se lucrează pe porțiunea liniară a caracteristicii magnetice a circuitului magnetic, inducția cîmpului magnetic în care se află sonda este proporțională cu curentul i;

$$B = \alpha i.$$

În ipoteza unui cîmp magnetic slab și ținînd seama de condiția enunțată mai sus, expresia tensiunii de ieșire este:

$$U_{ieș} = I_2 R_2 - I_1 R_1 = [I_2 R_{20}(1 + k_2 \alpha_2^2 i_2^2) - I_1 R_{10}(1 + k_1 \alpha_1^2 i_1^2].$$

Dacă, reglînd rezistențele R_3 și R_4 se realizează condiția $I_2 R_{20} = I_1 R_{10}$, tensiunea de ieșire devine:

$$U_{ieș} = I_2 R_{20} k_2 \alpha_2^2 \cdot i_{2m}^2 \cos^2 \omega t - I_1 R_{10} k_1 \alpha_1^2 i_{1m}^2 \sin^2 \omega t.$$

Stabilind valori corespunzătoare pentru i_{1_m} și i_{2_m} se asigură egalitatea:

$$I_2 R_{20} k_2 \alpha_2^2 i_{2m}^2 = I_1 R_{10} k_1 \alpha_1^2 i_{1m}^2 = C.$$

Expresia tensiunii de ieșire ia forma:

$$U_{ieș} = C [\cos^2 \omega t - \sin^2 \omega t] = C \cos 2 \omega t. \quad (5)$$

Triplor de frecvență cu traductoare magnetorezistive

Un triplor de frecvență propus în [2] se bazează pe următoarea expresie a funcției sinusoidale de frecvență triplă:

$$\sin 3 \omega t = 3 \sin \omega t - 4 \sin^3 \omega t. \quad (6)$$

Schema corespunzătoare este prezentată în figura 5. Sursa de curent i_i stabilește în rezistența R_1 a sondei și în R_2, curentul $i_1 = i_2 = i = i_m \sin \omega t$. Inducția cîmpului magnetic în care se află sond aeste de asemenea proporțională cu acest curent:

$$B = \alpha i'.$$

În aceste condiții tensiunea de ieșire are expresia:

$$u_{ieș} = i_2 R_2 - i_1 R_1 = i (R_2 - R_1) = i(R_2 - R_0)\left[1 - \frac{4k \cdot R_0}{R_2 - R_0} i^2\right],$$

deoarece $i' - 2i$ și $R_1 = R_0(1 + ki'^2)$.

Realizînd condiția:

$$\frac{k R_0 i_m^2}{(R_2 - R_0)} = \frac{1}{3} \quad (7)$$

și notînd: $R_2 - R_0 = 3\gamma$, se obține:

$$u_{ieș} = \gamma i_m \sin 3\omega t. \quad (8)$$

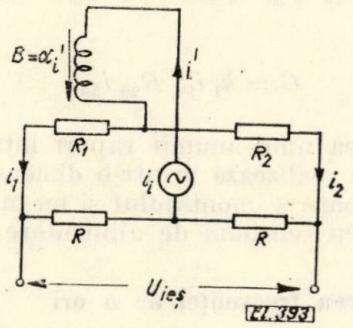


Fig. 5.

Această schemă care utilizează un singur traductor magnetorezistiv, prezintă dezavantajul că triplarea frecvenței se bazează pe o condiție (7) dependentă de amplitudinea curentului deci presupune o tensiune stabili-

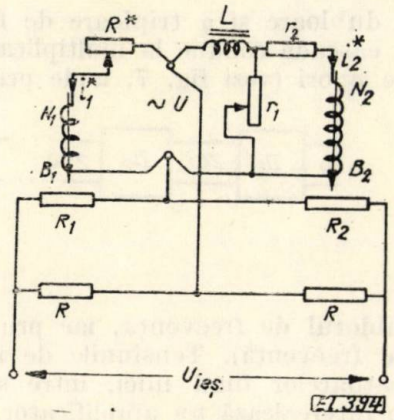


Fig. 6.

zată la o valoare bine determinată, iar modificarea amplitudinii tensiunii de frecvență triplă este posibilă numai prin modificarea valorii rezistenței R_2.

Iar prezenta lucrare se propune o schemă de triplare a fecvenței (fig. 6) la care acest dezavantaj lipsește.

Schema din figura 6, bazată pe următoarea expresie a lui $\sin 3\omega t$:

$$\sin 3 \omega t = \sin \omega t (3 \cos^2 \omega t - \sin^2 \omega t), \quad (9)$$

se deosebește de cea a dublorului de frecvență prin faptul că puntea se analizează în c.a. și că se înlocuiește condiția (7), cu următoarea:

$$\frac{k_2 i_{2m}^{*2}}{k_1 i_{1m}^{*2}} = 3. \quad (10)$$

Această condiție îndeplinită, tensiunea de ieșire devine:

$$u_{ieș} = i_2 R_2 - i_1 R_1 = i_2 R_{20}(1 + k_2 i_2^{*2}) -$$
$$- i_1 R_{10}(1 + k_1 i_1^{*2}) = i_2 R_{20}[R_2 i_2^{*2} - k_1 i_1^{*2}] =$$
$$= i_2 R_{20} k_1 i_{1m}^{*2}[3\cos^2 \omega t - \sin^2 \omega t] =$$
$$= k_1 i_{1m}^{*2} R_{20} i_{2m} \sin 3 \cos \omega t = C \sin 3\omega t,$$

unde:

$$C = k_1 i_{1m}^{*2} R_{20} i_{2m}.$$

Stabilirea unui anumit raport între curenții I_1^* și I_2^* se realizează printr-o dimensionare corespunzătoare a montajului și nu mai depinde de valoarea tensiunii de alimentare.

Multiplicarea frecvenței de n ori

Frecvența poate fi multiplicată de n ori cu ajutorul traductoarelor magnetorezistive, în diverse moduri.

— O soluție ar fi legarea în cascadă a unor dubloare și triploare de frecvență. În adevăr, dacă:

$$n = 2^l \cdot 3^q; \qquad (11)$$

atunci l dubloare și q triploare de frecvență legate în cascadă conduc la multiplicarea frecvență de n ori (vezi fig. 7, unde prin D s-a notat dublorul de frecvență, iar prin T, triplorul de frecvență). Tensiunile de ieșire ale multiplicatoarelor fiind mici, între soua elemente se intercalează un amplificator. Metoda are dezavantajul că este aplicabilă numai pentru n de forma prezentată în relația (11) precum și faptul că fiecare element de multiplicare necesită circuite aparte de defazare.

O altă soluție se bazează pe următoarea expresie trigonometrică:

$$\cos n\omega t - \cos^n \omega t - \frac{n_{(n-1)}}{2} \sin^2 \omega t \cos^{(n-2)} \omega t. \qquad (12)$$

Modelarea acestei relații se poate face cu traductoare magnetorezistive, cu care se poate obține ridicarea la patrat, la cub sau înmulțirea a două mărimi de intrare [3]. Simbolurile acestor elemente sînt date în figura 8. Cu ajutorul lor se realizează puterea n și $(n-2)$ a lui $\cos\omega t$, precum și patratul lui $\sin \omega t$.

Spre exemplificare în figura 9 a se da schema de modelare a lui $\cos^7 \omega t$. Amplificarea amplificatorului A_2 se ia egală cu $1/k_2$, iar amplificatorului A_3 cu $1/k_3$. În figura 9b este reprezentat simbolul pentru dispozitivul de ridicare la puterea n. Multiplicarea frecvenței de n ori se realizează cu schema din figura 10, Amplificatorul A_0 are factorul de amplificare egal cu $\frac{n_{(n-1)}}{2k}$.

Rezultate experimentale

Măsurările s-au efectuat folosindu-se două miezuri de permalloy identice, prevăzute cu întrefieruri de 1 mm. Sondele au fost confecționate din In Sb avînd $R_H = 2{,}55 \cdot 10^{-4}$ m³/C și $\sigma = 2{,}3 \cdot 10^4\ \Omega^{-1} \cdot m^{-1}$.

Dimensiunile sondelor sînt: (7,5 × 2,5 × × 0,32) mm.

Bobinele au $N_1 = 100$ spire, respectiv $N_2 = 20\,000$ spire. Caracteristicile magnetice ale miezurilor ridicate cu ajtorul unui gaussmetru Hall Metra sînt liniare pînă la inducția de 0,1 T.

Prin montaje în puncte s-au ridicat experimental curbele $\Delta R(B) = f(I)$ reprezentate în figura 11. Pentru verificarea variației patratice s-a urmărit și alura curbelor $\frac{\Delta R(B)}{I} = f(I)$.

Realizarea condiției:

$$I_2 R_{20} k_2 \alpha_2^2 i_{2m}^2 = I_1 T_{10} k_1 \alpha_1^2 i_{1m}^2;$$

se asigură experimental prin reglarea cores-

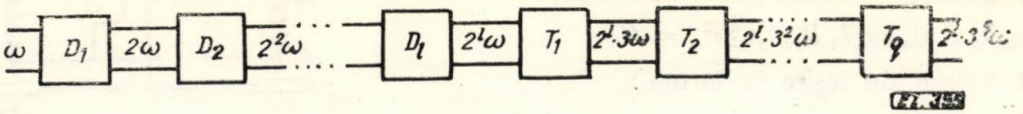


Fig. 7.

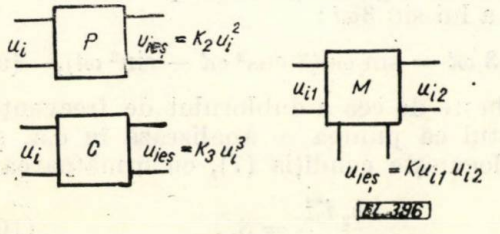


Fig. 8.

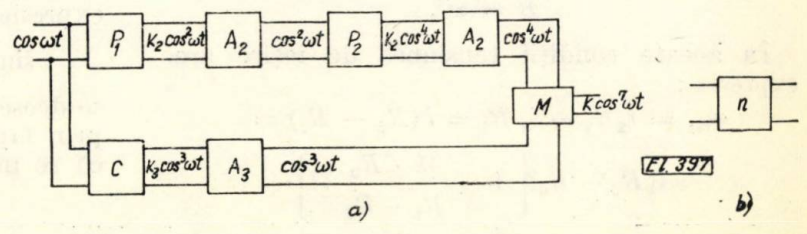


Fig. 6.

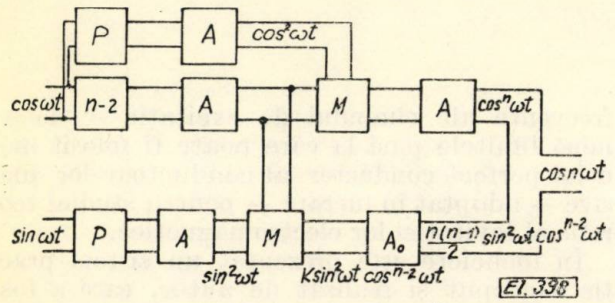


Fig. 10.

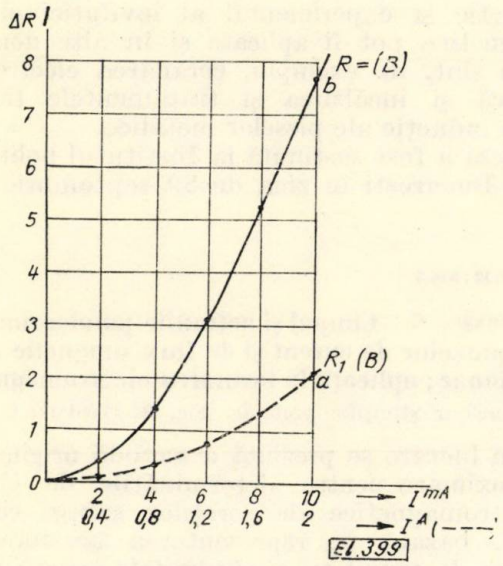


Fig. 11.

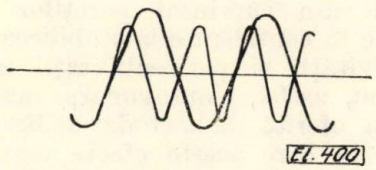


Fig. 12.

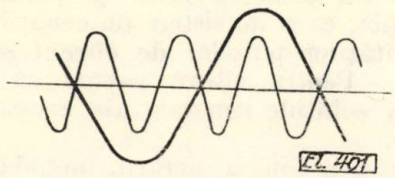


Fig. 13.

punzătoare a rezistenţei R^*. Oscilografiind tensiunea de ieşire a punţii se constată că aceasta este de frecvenţă dublă (fig. 12).

La triplarea frecvenţei s-au folosit aceleaşi elemente ca şi la dublarea ei. Alimentarea punţii din figura 6 s-a făcut însă în c.a.

Satisfacerea condiţiilor:

$$I_2 R_{20} = I_1 R_{10} \tag{13}$$

şi:

$$\frac{k_1 i_{2m}^{*2}}{k_2 i_{1m}^{*2}} = 3 \tag{14}$$

s-a verificat experimental alimentînd puntea în c. c. Condiţia (13) se satisface echilibrînd puntea la $i_1^* = i_2^* = 0$. Condiţia (14) se satisface urmărind obţinerea unei componente continue a tensiunii de ieşire triple pentru $i_2^* \neq 0$ şi $i_1^* = 0$ faţă de cea corespunzătoare lui $i_2^* = 0$ şi $i_1^* \neq 0$.

Alimentînd apoi montajul potrivit (fig. 6) s-a obţinut o tensiune de ieşire de frecvenţă triplă, a cărei oscilogramă este prezentată în figura 13.

Concluzii

Din cele prezentate rezultă că folosind traductoare magnetorezistive se pot realiza multiplicatoare de frecvenţă. Avantajul acestor multiplicatoare constă în absenţa armonicilor, deci în faptul că nu necesită filtre de frecvenţă. Particularitatea traductoarelor magnetorezistive care le face adecvate realizării multiplicatoarelor de frecvenţă în condiţii avantajoase este că tensiunea lor de ieşire poate fi proporţională cu un produs de forma x^2y. Este avantajos şi faptul că elementul pătratic sau multiplicatorul magnetorezistiv nu are legătură galvanică între circuitul de intrare şi ieşire. Dezavantajul traductorului magnetorezistiv constă în valoarea mică a tensiunii de ieşire, ceea ce impune de regulă amplificarea tensiunii de ieşire, iar la multiplicarea frecvenţei cu $n > 3$ presupune şi folosirea unor amplificatoare intermediare.

Bibliografie

[1] *Sun Su Fo.* Magnetoresistance: better than Hall effect multipliers. În: Solid State Electronics, april 6, 1964, p. 66–70.

[2] *Mazurov, M. E.* O nekotorîh primeneniah galvanomagnitnîh effektov v poluprovodnikah. În: Avtomatika i telemehanika, tom. **XXIII**, nr. 10, p. 1352–1361.

[3] *Fränkel, D., Wagner, E.* şi *Grün, U.* Modelarea polinoamelor cu coeficienţi constanţi, cu traductoare magnetorezistive. În: Electrotehnica **14**, nr. 12, dec 1966, p. 443–448.

[4] *Làpuşan, V.* şi *Fränkel, D.* Traductorul magnetorezistiv şi aplicaţiile sale în tehnică. În: Metrologia aplicată (în curs de apariţie).

Intrat în redacţie la 10.IV.1970

TEZE DE DOCTORAT

CZ 538.12 : 538.3

CIRIC, R. I.; **Contribuții la determinarea cîmpurilor electromagnetice cvasistaționare în sisteme cu simetrie axială. Aplicație la levitația electromagnetică.** Conducător științific prof. dr. doc. R. Rădulet.

În lucrare se studiază cîmpurile electromagnetice cvasistaționare în sisteme cu simetrie axială, care prezintă interes în numeroase probleme de curenți turbionari, de efect pelicular, de efect de proximitate etc. O parte din rezultatele obținute sînt valabile și în cazul sistemelor de formă generală.

Lucrarea cuprinde două părți distincte. La începutul primei părți se pun în evidență proprietățile cîmpului electromagnetic cvasistaționar în sisteme cu simetrie axială și ale potențialelor acestuia. Se demonstrează apoi teoremele de unicitate a soluțiilor ecuațiilor acestui cîmp în regimurile tranzitoriu și permanent sinusoidal și se preconizează condițiile în care este posibilă separarea variabilelor în ecuațiile potențialului vector în prezența conductoarelor masive induse (în regim permanent sinusoidal), stabilindu-se totodată expresiile generale ale potențialului vector în principalele sisteme de coordonate curbilinii ortogonale de rotație. Studiul cîmpului magnetic cu ajutorul potențialului magnetic scalar se face utilizînd metoda funcțiunii lui Green, stabilindu-se formule generale pentru soluțiile problemelor la limită referitoare la ecuația lui Poisson, pornind de la funcțiunea lui Green definită prin expresii distincte pe două subdomenii. Utilizînd modelul amperian al corpurilor magnetizate, se obțin noi ecuații integrale care permit determinarea cîmpului magnetic cvasistaționar în sisteme de formă generală. Prima parte se încheie cu prezentarea unor noi expresii pentru calculul puterilor instantanee absorbite de sistemele cu simetrie axială în regim tranzitoriu, respectiv pentru calculul puterii active și reactive în regim permanent sinusoidal, expresii mai simple decît expresiile generale cunoscute.

În partea a doua a lucrării se folosește o metodă originală pentru studiul teoretic și experimental al levitației electromagnetice, cu aplicație la problema nouă a levitației electromagnetice a conductoarelor masive sferoidale, avînd diverse posibilități de utilizare în tehnologia modernă, printre care încălzirea și topirea materialelor electroconductoare avînd contactul lor cu creuzetul (în vid sau în amestecuri speciale de gaze).

Utilizînd inductivitățile efective ale bobinelor inductoare în prezența sferoizilor conductori induși și efectuînd măsurători la diferite frecvențe ale cîmpului de excitație se determină limitele pînă la care poate fi folosit modelul perfect conductor al conductoarelor masive — adoptat în lucrare — pentru studiul teoretic al levitației lor electromagnetice.

În încheiere este prezentat un sistem practic conceput și realizat de autor, care a fost utilizat pentru levitația electromagnetică a unor conductoare sferoidale.

Metodele abordate în lucrare pentru studiul teoretic și experimental al levitației electromagnetice pot fi aplicate și în alte domenii, cum sînt, de exemplu, ecranarea electromagnetică și încălzirea și tratamentele termice prin inducție ale pieselor metalice.

Teza a fost susținută la Institutul politehnic din București în ziua de 29 septembrie 1970

CZ 538.12 : 538.3

FLUERAȘU, C.: **Cîmpul și acțiunile ponderomotoare ale pînzelor de curent și de flux magnetic cvasistaționar; aplicații la formarea electromagnetică.** Conducător științific prof. dr. doc. R. Rădulet

În lucrare se prezintă o metodă originală de aproximare pentru determinările de cîmpuri electromagnetice ale pereților subțiri conductori, bazată pe reprezentarea acestora prin *pînze de curent* cu *conductivitate superficială* și *pînze de flux magnetic* cu *permeabilitate superficială*. Efectele inductive ale cîmpului electromagnetic din cuprinsul pereților conductori sînt luate în considerare la stabilirea expresiilor conductivității și permeabilității superficiale. Se obține, astfel, o aproximare mai bună decît aceea oferită de metoda utilizată pînă în prezent, în care aceste efecte erau neglijate.

Se stabilesc formele locale ale legilor cîmpului electromagnetic pe suprafețele de discontinuitate cu conductivitate și permeabilitate superficială, ca și un sistem de ecuații integrale ale densităților pînzelor de curent și de flux magnetic. Pentru cîteva cazuri cu simetrie, se indică soluțiile generale ale acestor ecuații integrale.

În partea a doua a lucrării, metoda de aproximare prezentată este utilizată la studiul formării electromagnetice, procedeu modern de prelucrare a metalelor prin deformare plastică la rece sub acțiunea forțelor exercitate asupra corpurilor conductoare situate în cîmpuri magnetice intense rapid variabile.

Se stabilește un model teoretic al formării electromagnetice a conductoarelor tubulare. Soluțiile pot fi determinate prin modelare pe calculatorul analogic. Compararea rezultatelor teoretice cu cele determinate pe o instalație

experimentală de formare electromagnetică realizată de autor la Institutul politehnic-Bucureşti confirmă valabilitatea modelului teoretic propus.

Lucrarea a fost susţinută la Institutul politehnic din Bucureşti în ziua de 14 octombrie 1970.

CZ 621.317.716 : 621.317.627.2

HORTOPAN VIORICA: **Contribuţii la studiul comportării dinamice a dispozitivelor de măsură cu şunturi a curenţilor intenşi cu variaţie rapidă.** Conducător ştiinţific prof. Al. Th. Popescu.

În numeroase domenii de cercetare este necesar a se cunoaşte exact parametrii, care caracterizează impulsurile de curent de scurtă durată, uneori de cîteva nanosecunde.

Orice dispozitiv de măsură introduce erori, care în final deformează semnalele pe care trebuie să le transmită. În lucrare autoarea şi-a propus să stabilească o teorie unitară a dispozitivului de măsură care cuprinde şuntul, cablul de măsură şi oscilograful catodic. Această teorie oferă posibilitatea de a calcula un şunt cu performanţe impuse. Se poate astfel controla eroarea ocazionată de măsurarea unui impuls de curent.

Drept criteriu de calitate a dispozitivului de măsură s-a considerat timpul de răspuns. S-a determinat răspunsul exact la excitaţia treaptă de curent a conductorului tubular şi s-a obţinut astfel ceea ce se numeşte *răspunsul intrinsec* şi timpul de răspuns al conductorului tubular. S-a stabilit o schemă echivalentă generală a dispozitivului de măsură în care se înglobează circuitul echivalent al şuntului, supus efectului pelicular. Pe baza acestei scheme s-au determinat condiţiile teoretice de compensare ale schemei în sensul diminuării timpului de răspuns.

Rezultatele experimentale obţinute prin încercarea a două şunturi construite, din care unul compensat, confirmă teoria elaborată.

Lucrarea a fost susţinută la Institutul politehnic din Bucureşti în ziua de 29 septembrie 1970.

REFERATE

CZ 621.311 ***Centrale electrice. Instalaţii de alimentare cu energie electrică***

621.311.153 : 697.278

H. Jütteman. **Influenţa instalaţiilor de încălzire prin acumulare asupra sarcinii unei reţele** (Einfluss von Speicherheizanlagen auf die Netzbelastung). În: Elektrizitätswirtschaft **69**, (1970), 10, p. 270–275.

Acumulatorul de căldură, încălzit de curentul din timpul nopţii, restituie în timpul zilei căldura înmagazinată, locului în care este plasat. Această restituire se face cu sau fără ventilator; în ultimul caz ventilatorul permite şi o reglare a debitului de căldură nefiind influenţată decît în mică măsură de factorii atmosferici. Sonde pirometrice contribuie la dozarea convenabilă a acumulării de căldură; cantitatea de căldură acumulată poate fi reglată cu ajutorul unor rezistenţe conectate pe aparatul de încălzire şi prin durata de acumulare. Se fac recomandări privind funcţionarea în paralel a unor asemenea aparate la conectarea lor simultană. Consideraţii economice arată o mai corectă utilizare a reţelelor electrice şi performanţe ce recomandă larga lor utilizare.

Fl. T.

CZ S21.313 ***Maşini electrice de curent continuu şi alternativ. Generatoare. Motoare***

Jones, S., Sadler, G.V., Maxwell, W.W., Dixon, D.L., Armstrong, D.S., Aston, T.R., Polgreen, G.R., Laitwaite, E.R. şi Barwell, F.T. **Discuţii asupra utilizării motoarelor de inducţie liniare la sisteme de transport de mare viteză** (Discussion on application of linear induction motors to high-speed transport systems). În: Proceedings of the Institution Electrical Engineers, nr. 7, p. 1 253–1 256, 4 ref. bibl.

Discuţia provocată de un articol anterior al prof. Laithwaite asupra utilizării motoarelor electrice de tracţiune de mare viteză. (Proc. IEEE, nr. 5, 1969) a antrenat o serie de specialişti britanici în tracţiunea electrică. După o trecere în revistă a realizărilor actuale în acest domeniu s-au scos în evidenţă limitele de viteză a sistemelor clasice de rulare (200 mile/oră), îmbunătăţirile posibile în suspensie, în mărirea aderenţei roată-şină, în frînare şi accelerare. Sînt discutate diversele sisteme posibile de „rotor" sau secundar, din aluminiu, oţel sau chiar calea de rulare clasică, investiţiile necesare, randamentul, factorul de putere şi sistemele de alimentare (centrală independentă cu frecvenţă variabilă pe locomotivă, alimentare prin contact din reţeaua standard sau transformatoare cu aer de medie frecvenţă).

Un punct deosebit de important tratat este acel al siguranţei în frînare şi exploatare, propunîndu-se o serie de mijloace electrice suplimentare. Deosebit de interesante sînt încercările efectuate pentru utilizarea motoarelor liniare nu ca mijloc principal de tracţiune ci doar ca element de accelerare şi frînare pe locomotiva diesel-electrică clasică, secundarul fiind calea de rulare obişnuită.

În final prof. E.R. Laithwaite şi F.T. Barwell răspund diverselor întrebări ridicate, remarcînd că maşinile liniare reprezintă o soluţie a viitorului şi implică o schimbare însăşi a concepţiilor clasice asupra tracţiunii şi căilor de rulare.

Se remarcă totuşi că şi în cadrul materialului rulant clasic utilizarea motoarelor liniare va permite realizarea unui progres tehnic important şi că viteze pînă la 320 km/h sînt perfect realizabile.

R. M.

CZ 621.313.323.026.447.004.2

x x x **Alegerea motoarelor sincrone mari.** (The selection of large synchronous motors). In : cElectrical Review, vol **187**, nr. 13, 25 sept 1970, p. 439—442, 6 fig. 2 tab.

Motoarele sincrone au avantaje incontestabile asupra motoarelor de inducţie şi de curent continuu, într-un domeniu larg de aplicaţii. Caracteristicile proiectate ale motorului sincron pot fi variate mult, funcţie de scopul utilizării, iar factorul de putere poate fi unu, inductiv sau capacitiv. Pentru viteze de 3 600 sau 3 000 rot/min, motoarele sincrone sînt economice numai în rare cazuri, datorită dificultăţilor de construcţie a rotorului. Cu toate că s-au construit motoare sincrone avînd puteri între 2 500 şi 22 000 CP la turaţia de 3 000 sau 3 600 rot/min, în general se preferă motoare prevăzute cu reductoare sau motoare de inducţie cu colivie.

La turaţia de 1 800 sau 900 rot/min, motoarele sincrone avînd puteri peste 1 000 CP sînt utilizate pe scară largă pentru pompe şi compresoare centrifugale. În condiţii speciale motoarele sincrone pot fi utilizate şi sub puterea de 1 000 CP alte aplicaţii în acest domeniu cu viteze pot fi ventilatoarele, pulverizatoarele, morile de cauciuc şi grupurile motor-generator. Pentru compresoare necesitînd puteri peste 2 500 CP, la factor de putere egal cu unul, vor fi preferate motoare la 1 200 rot/min în locul celor de 1 800 rot/min. La viteza de 900 rotjmin motoarele sincrone sînt indicate numai dacă puterea depăşeşte 1 000 CP.

La alegerea motorului trebuie să se ţină seama, de asemenea, de cuplul de pornire, inerţia sarcinii şi condiţiile de pornire a motorului.

În cazul cînd sînt mai multe motoare pe acelaşi loc de lucru este suficient o singură sursă de excitaţie, care poate fi clasică (generator de c.c.) sau redresată. În cazul utilizării sursei redresate, corectarea factorului de putere este ceva mai dificilă, făcîndu-se de la transformator, prin trepte de reglaj.

T.C.

621.313.322.001

N.P. Koniuşii şi O.N. Solovieva. **Determinarea temperaturilor de lucru a înfăşurărilor statorului generatorului de înaltă tensiune** (Apredelenie rabocih temperaturi abmotki statora visocovoltnovo gheneratora). În : Electrotehnica (URSS) **41**, 1970, nr. 8, p. 30—32, 6 fig., 4 referate.

Unele construcţii de generatoare sincrone de înaltă tensiune fără transformator de ridicare, prezintă sisteme de izolaţie statorice a căror răcire se face prin circulaţia unui ulei de cablu, care preia temperatura părţilor calde cu care intră în contact. Metodele uzuale de calcul al temperaturii nu sînt totdeauna exacte. Pentru aceasta, autorul indică un mijloc prin care coeficientul de cedare al căldurii se poate determina în mod corect utilizînd unele date experimentale precum şi simple relaţii de calcul în care acestea intră ; cedarea de temperatură este strîns legată de viteza de circulaţie a uleiului.

Se prezintă date de calcul pentru rezistenţa hidraulică a bobinelor şi se compară rezultatele cu cele obţinute experimental ; se comunică unele elemente constructive privind geometria canalului, secţiunile de trecere etc.

Fl. T.

CZ 621.315 *Transmisia energiei electrice. Materiale izolante*

CZ 621.315.1.015.22

x x x **Supratensiuni de comutaţie reduse pe reţelele de foarte înaltă tensiune.** (Reduced switching surges on u.h.v. networks). În : Electrical Review, vol **187**, nr. 11, 11 sept. 1970, p. 377

Cercetări efectuate în comun de AEP-SUA şi ASEA — Suedia au condus la stabilirea unor noi metode de reducere a supratensiunilor produse prin comutaţie, la cuplarea liniilor în gol.

Reducerea supratensiunilor la $2U_N$ este relativ simplă folosind rezistenţe de pre-înserare într-o treaptă.

Reducerea supratensiunilor la 1,5 U_N sau mai puţin impune trecerea la rezistenţe de preînserare în două trepte sau în mai multe trepte, sau o combinare a preînserării într-o treaptă cu controlul momentului de închidere a contactelor întreruptorului.

Astfel înserarea rezistenţelor este astfel controlată încît contactele fiecărei faze se închid la trecerea prin zero a tensiunii de pe faza respectivă. Rezultatul se obţine prin închiderea unui pol la tensiunea măsurată zero, celelalte faze fiind închise la 60° electrice, respectiv 120°, semnalul de tensiune fiind luat de pe partea barelor de alimentare a întreruptorului.

Sistemul a fost studiat cu ajutorul unui calculator, care a arătat că precizia cu care se măsoară şi se controlează închiderea contactelor la trecerea tensiunii prin zero nu este critică, pentru a obţine rezultate satisfăcătoare. Încercările au arătat că atunci cînd contactele de pe toate fazele se închid la trecerea tensiunii prin zero pe faza respectivă, supratensiunea ce se obţine este de 1,4 U_N. Dacă linia a fost prevăzută şi cu compensare şunt, supratensiunea maximă obţinută a fost 1,12 U_N, abaterea momentului închiderii contactelor faţă de momentul trecerii prin zero a tensiunii fiind de 2 ms. Mărimea rezistenţei preînserate are o influenţă importantă asupra rezultatelor obţinute.

T.C.

CZ 621.315.6 *Materiale izolante*

B. Bouvier. **Criterii noi pentru caracterizarea degradării termice a unei izolaţii pe bază de hîrtie** (Nouveaux criterès pour caractériser la degradation thermique d'une isolation à base de papier). În : RGE, tome **79**, nr. 6, 1970, p. 489—496, 15 fig., 7 ref.

După ce se prezintă lucrările executate în acest domeniu în laboratoarele centrale ale industriei electrotehnice (LCIE — Franţa) de diverse echipe, se prezintă ultimele rezultate obţinute în stabilirea unor criterii care să reflecte gradul de îmbătrînire a unor izolaţii. Ansamblul rezultatelor obţinute arată că gradul de polimerizare poate fi un criteriu valabil de stabilire a îmbătrînirii uleiului, dar analiza gazelor formate în timpul îmbătrînirii reprezintă o metodă indirectă care permite determinarea stării izolaţiei fără a face o experimentare pe aceasta. Prelevarea periodică de probe de ulei şi gaz din transformator şi determinarea conţinutului de CO şi CO_2, rezultat al unor defecte în transformator, permit supravegherea evoluţiei îmbătrînirii. Se propune experimentarea îmbătrînirii unei hîrtii sub acţionare combinată a temperaturii şi umidităţii, sub forma unei relaţii liniare η (t), unde η este un factor de degradare calculat plecînd de la gradul de polimerizare al hîrtiei.

Fl. T.

CZ 621.3163. *Aparataj electric*

Y. Pelenc. **Probleme fundamentale ale aparatajului electric** (Problèmes fondamenteux de l'appareillage électrique). În : RGE, tome **79**, nr. 6, iunie 1970, p. 464—472.

Construcţia aparatajului electric este dominată de trei probleme fundamentale ireductibile : contacte, izolaţie, întreruperea arcului. Studiul acestor probleme este dificilă nu numai prin complexitatea fenomenelor, dar şi prin imposibilitatea de a le cuprinde în formule matematice uşor de utilizat. În problema contactelor se analizează rolul contactelor microscopice şi al filmelor izolante şi corelat cu acestea, tendinţele de dezvoltare.

Izolaţia, în special în cazul tensiunilor foarte înalte este dominată de dificultatea de a studia cîmpurile electrice din jurul pieselor şi mediilor izolante şi deformarea rezultatelor. Studiul în cuve electrolitice pe modele, capătă un tot mai mare accept. Se prezintă tendinţe în utilizarea izolanţilor lichizi, gazoşi şi solizi. Ultimul aspect atacat de lucrare este cel al întreruperii arcului electric. Pornind de la sisteme clasice se prezintă ultimele soluţii de aparate de comutaţie utilizînd gaze electronegative, vid şi tendinţe viitoare : dispozitivele semiconductoare.

Fl. T.

CZ 621.316.542:62—192

Steel, J. G. **Date statistice asupra fiabilităţii întreruptoarelor.** (Statistics of circuit-breaker performance). În : Proc. of IEE, 117, nr. 7, 1970, p. 1 337—1 345.

Dacă în cazul aparaturii şi componentelor electronice

fiabilitatea a fost studiată de numeroşi autori, în domeniul aparaturii şi echipamentelor de curenţi tari (unde problemele de cost în cazul studierii unei multimi, pot juca un rol decisiv), acest lucru este mai puţin făcut. Pentru aceasta prelucrarea oricăror date obţinute în exploatare, se impune de la sine.

Se studiază şi interpretează rezultatele încercărilor unui mare număr de întreruptoare. S-a constatat că probabilitatea unui defect creşte cu valoarea tensiunii de restabilire, cu frecvenţa acesteia, durata arcului etc.

Cercetările întreprinse au arătat că rata defectelor unui întreruptor cu o singură cameră de rupere este de trei ori mai ridicată ca aceea a unui întreruptor care comportă două. Pentru camerele de rupere cu puncte de rupere mai numeroase, problema este mai complexă deoarece defectarea ansamblului întreruptorului depinde de interacţiunea dintre camerele de rupere; repartiţia tensiunii poate avea în acest caz o importanţă decisivă.

Se dau indicaţii privind încercarea camerelor de rupere cu fracţiuni din solicitarea totală, se interpretează şi se estimează efectele economice.

Fl. T.

CZ 621.317 *Tehnica măsurilor electrice*

CZ 621.317.31.014.38.064.1 : 621.314.224.8

Gericke, G. şi Reiner, 1 h. **Experienţe făcute în staţiile de încercări cu ajutorul transformatoarelor de intensitate liniare pentru măsura curenţilor de scurtcircuit** (Messung verlagerter Kurzschluss ströme in Prüffeldern mit Hilfe von Linearstrom wandlern). În : ETZ-A, **91**, nr. 8, 1970, p. 462—466, 10 fig., 16 ref.

La măsurarea curenţilor mari de scurtcircuit pe platformele de încercare, se întîmpină dificultăţi din cauza deformării pe care aceştia o suferă la utilizarea transformatoarelor de măsură cunoscute pînă acum. Acesta a fost şi motivul pentru care multe laboratoare utilizează în exclusivitate şunturile.

Se explică diferenţa dintre caracteristicile de transformare ale transformatoarelor liniare utilizate pentru protecţia reţelelor şi cele cerute transformatoarelor în centrele de încercări. Ca urmare a consideraţiilor făcute asupra fidelităţii transmiterii de către transformatorul liniar a componentei continue a curentului de scurtcircuit convertit, se prezintă posibilităţile pe care le oferă acest nou tip de transformator. Construcţia şi elementele caracteristice, sînt prezentate în articol. Autorul propune în încheiere, posibilitatea unei noi definiţii pentru „eroarea de transmitere" a componentei continue

Fl. T.

CZ 621.319 *Aplicaţii industriale ale Electrostaticii*

621.319.24

B. Bollée : **Motoare electrostatice** (Elektrostatische Motoren). În : Philips techn. Rdsch. 30 (1969—1970), 7, p. 175 — 191.

Cu toate că forţele electrostatice între sarcini sînt mult mai ridicate decît cele de natură magnetică, largă dezvoltare au cunoscut motoarele funcţionînd pe principiul electromagnetic. Aceasta, pentru că pentru puteri comparative, este necesar asigurarea unui vid ridicat şi a unor tensiuni disruptive ridicate. Totuşi în domeniul motoarelor mici, principiul electrostatic poate oferi certe avantaje atît pentru maşini sincrone cît şi asincrone. Motorul sincron se deduce simplu dintr-un condensator variabil, căruia i se aplică o tensiune rectangulară.

Pentru funcţionarea motorului asincron, se exploatează faptul că un corp cilindric slab conductor plasat într-un cîmp învîrtitor este supus unui cuplu. Datorită slabei conductivităţi, se creează sarcini care produc un cuplu; acelaşi efect se produce şi dacă se utilizează materiale izolante care prezintă histerezis electrostatic.

Se arată că deşi principiile acestor maşini erau cunoscute de mult timp, realizările practice nu se cunosc decît din ultima perioadă, legat în special de miniaturizările impuse de domeniul astronauticii.

Fl. T.

CZ 621.319.51

Feser, K. : **Distanţe de eclatare în aerul eterogen solicitat prin tensiuni de impuls de comutaţie** (Distances d'éclatement dans l'air hétérogènes sollicitées par des tensions de choc de commutation). În : Bull. ASE, **61**, 16, nr. 8, (1970) p. 711—719, 16 fig. 25 ref. bibl.

Tensiunile de transport cele mai ridicate întîlnite astăzi, sînt limitate de rigiditatea dielectrică a dispozitivelor de izolare în raport cu o tensiune de impuls de comutaţie. Cercetările întreprinse arată existenţa unor tensiuni disruptive minime pentru distanţe în aer solicitate de unde de impuls al căror timp de creştere este de ordinul a 50—200 μs. Cauza fizică a acestei scăderi a rigidităţii rezidă, după autor, în modificarea predescărcărilor.

Se măsoară pentru ambele polarităţi ale undei, caracteristicile : tensiune disruptivă — distanţa de eclatare, pentru electrozi vîrf-placă şi vîrf-vîrf. Pentru o zonă determinată se obţin pentru toate distanţele de eclatare studiate, regiuni de tranziţie care se explică din punct de vedere fizic prin schimbarea predescărcării.

Probabilitatea este în acest caz caracterizată printr-o repatiţie mixtă, căci fenomenul de străpungere a definit prin parametri semnificativi. Zonele de tranziţie depind de forma electrozilor, de rezistenţa internă a sursei de tensiune, de forma impulsului. Descărcarea tip „Leader" este analizată şi prin influenţa pe care o prezintă încălzirea canalului termoionizat în care se produce.

Fl. T.

CZ 621.38 *Materiale semiconductoare*

CZ 621.362—214.2

Weiblingen, W.W. **Forme de carcase pentru elemente de construcţie cu semiconductoare** (Gehäuserformen für Halbleiter — Bauelemente) Din : ETZ—B nr. 17, 1970, p. 409—413, 5 fig., 26 schiţe 1 tabelă.

Autorul tratează cîteva puncte de vedere esenţiale privind carcasele necesare elementelor de construcţie cu semiconductoare. Este arătat de asemenea domeniul de utilizare a diferitelor forme de carcase.

Faţă de dezvoltarea din ultimul timp a elementelor cu semiconductoare (transistoare, diode, tiristoare, circuite integrate etc.) atît în domeniul electronicii de mare putere (5 000 A) cît şi în tehnica transmisiunilor (cîţiva microamperi) condiţiunile puse formei carcaselor sînt foarte variate. Se ţine seama în primul rînd de căldura produsă (la un amplificator de 100 W pierderile în căldură sînt 20 W!), avînd în vedere că germaniul de exemplu suportă 110° C, iar siliciul 200°C.

Se arată apoi modul de calcul al unei necunoscute din totalul de 4 necunoscute (temperatura ambiantă, conductibilitatea carcasei, pierderea prin căldură şi temperatura maximă suportată de material),fiind date celelalte 3 necunoscute. Se află astfel de exemplu suprafaţa tablei metalice radiatoare. La proiectarea carcasei se are apoi în vedere frecvenţa, la care lucrează şi care limitează inductivitatea şi capacitatea conductelor de alimentare ale cristalului.

Apoi proiectantul carcasei trebuie să cunoască şi spaţiul care-i stă la dispoziţie pentru semiconductor. În două tablouri sînt redate pentru diferitele elemente de semiconductoare atît schiţele (secţiunile) cît şi dimensiunile carcaselor.

Sînt date apoi, în continuare, exemple de utilizare a tablourilor prezentate pentru transistoare (în funcţie de mărime, numărul punctelor de racord, pierderea de căldură, utilizarea lor), diode (aci intervine şi sticla în construcţia carcasei), tiristoare şi carcase pentru circuite imprimate (aci se utilizează şi ceramica pentru temperatura de — 55...+ 125° C).

În încheiere autorul prevede o dezvoltare mai mare a carcaselor din material plastic decît a celor metalice, avînd în vedere că primele prezintă mai puţine dificultăţi în construcţie şi că s-a reuşit realizarea de materiale plastice, care suportă temperaturi pînă la 200°C.

Gh. C.

SCURTE ŞTIRI

Primul far marin din lume alimentat cu energie nucleară a fost pus în funcţiune în 1970 de către marina suedeză în Stara Högarn (Stokholm).

Din : ETZ – B, nr. 16/1970.

Plăci de sticlă, a căror transparenţă poate fi reglată electric, au fost dezvoltate în Anglia. Plăcile se compun din două geamuri, al căror interval foarte redus este umplut cu un ulei de silicon, în care sînt suspendaţi dipoli magnetici minusculi. În mod normal aceşti dipoli nu au o direcţie unică. Puşi însă sub o tensiune electrică toţi aceşti magneţi se aşază perpendicular pe geamuri, lăsînd să treacă un maximum de lumină prin placă.

Din : ETZ–B, nr. 16/1970.

Pentru instalaţii electrice interioare sînt oferite în Anglia conductoare din aluminiu acoperite cu un strat de cupru. Aceste conductoare sînt cu 15 % mai ieftine de cît cele de cupru, sînt mult mai uşoare şi se pot monta comod. Stratul de cupru protejează miezul contra coroziunii şi ameliorează contactul electric.

Din : ETZ–B, nr. 16/1970.

Puterea instalată actualmente în hidrocentrale se evaluează la 181 GW. Puterea totală, care se poate produce pe pămînt în hidrocentrale este evaluată la 4 000 GW, din care se exploatează azi doar 4,5 %. Europa, cu 29,9 %, a atins cel mai înalt grad de exploatare, după care urmează America de Nord şi cea de Sud cu 16,1 %.

Din : ETZ–B, nr. 16/1970.

Un transformator (autotransformator monofazic) cu tensiunea „ultraînaltă" de 1,5 MV, se montează în Lenox, Massachusetts (SUA). Această tensiune este dublă faţă de tensiunea celui mai mare transformator existent actualmente în SUA. Puterea noului transformator este 33 MVA.

Din : ETZ–B, nr. 16/1970.

Un micrometru capacitiv, care poate măsura lungimi de ordinul de mărime $1{,}10^{-1}$, s-a construit la universitatea din Aberdeen (Anglia).

Din : ETZ–B, nr. 17/1970.

O siguranţă de 100 A, cu durata nelimitată, a fost realizată de firma japoneză „Mitsubishi — Electric". Într-o carcasă izolantă rezistentă la presiune se află doi electrozi legaţi între ei printr-un metal alcalin, de exemplu, sodiu sau potasiu. La un supracurent materialul se vaporizează şi întrerupe circuitul. După răcire metalul se condensează şi reface legătura.

Din : ETZ–B, nr. 17/1970.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. şt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil; ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. şt. tehn. V. CORLĂŢEANU; ing. ŞT. GROSU; prof. dr. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; conf. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. RĂDULEŢ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director: 14.62.67. Redacţia: Bucureşti, str. Măndineşti, nr. 3, sector IV; telefon secretar general de redacţie: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30 060 300 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, Bucureşti. Tarif pentru instituţii şi întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informaţia", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23 — 25, c. 6012. *Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.P.D.P. nr. 10/7928/1970*

TEMATICA REVISTEI

1. Electrotehnică generală

1.1. Introducerea metodelor noi de calcul în electrotehnică.
1.2. Adoptarea mașinilor de calcul electrice, analogice și cifrice în problemele specifice.
1.3. Elemente logice în electrotehnică.
1.4. Tipuri noi de materiale semiconductoare. Tehnologii specifice.
1.5. Electrotehnică criogenică.
1.6. Aplicații moderne ale efectului Peltier. Pile termoelectrice.
1.7. Teoria generală a plasmei și domeniile de utilizare în știință și tehnică. Utilizarea plasmei în tehnologie.
1.8. Generarea curentului electric prin sistemul M.H.D.
1.9. Pile termoionice.
1.10. Invenții și inovații în electrotehnică. Descoperiri științifice cu aplicații în electrotehnică.

2. Industria electrotehnică

2.1. Fiabilitatea produselor electrotehnice.
2.2. Criterii de realizare a seriilor. Concepția teoretică și constructivă.
2.3. Îmbunătățirea calității produselor prin proiectări, alegerea și controlul eficace al calității materialelor și al procesului de fabricație. Mărirea duratei de viață.
2.4. Introducerea mecanizării și automatizării în procesele tehnologice ale producției. Linii automate de prelucrat, repere de serie. Produse electronice automatizate.
2.5. Fabricația bunurilor de larg consum. Încercări de verificarea performanțelor. Criterii de stabilire a programului de încercări pentru determinarea nivelului calității. Protecție față de acțiunea mediului ambiant. Dimensionarea produselor ținînd seamă de condiițile reale de exploatare.
2.6. Problemele exportului de utilaj electrotehnic. Produse bazate pe invenții și licențe.
2.7. Combaterea coroziunii. Acoperiri de protecție. Ambalaje.

3. Mașini electrice

3.1. Activarea răcirii prin ventilație. Îmbunătățirea răcirii cu apă, cu ulei. Metode de calcul și experimentări pentru evaluarea efectului de răcire.
3.2. Elaborarea unor metode de măsurare, stabilirea de măsuri pentru reducerea vibrațiilor și al zgomotului produs. Importanța utilizării materialelor noi izolante și magnetice și tehnologiile lor specifice. Izolații moderne de înaltă tensiune, tehnologii de utilizare, metode de încercare.
3.3. Pătrunderea undelor de impuls la mașini. Lămurirea fenomenelor fundamentale, elaborarea de metode și aparate de măsurare. Elaborarea de metode de defectoscopie pe bază de impulsuri și introducerea lor în fabricație.
3.4. Elaborarea, proiectarea, tehnologia și fabricația seriilor unitare de mașini asincrone. Serie de mașini asincrone cu poli comutabili dezvoltată din seria actuală de mașini asincrone normale. Seria unitară de mașini asincrone de 100—1 000 kW. Serie unitară de mașini asincrone din execuție antiexplozivă grad de protecție Exa III G 3 (STAS 6789—63).
3.5. Mașini electrice speciale. Generatoare de medie frecvență. Mașini de sudură speciale. Mașini cu înfășurări imprimate și motoare fracționare (micromotoare) cu destinație specială.
3.6. Generatoare M.H.D. Generatoare ionice.
3.7. Reglajul automat al tensiunii generatoarelor sincrone. Metode și scheme de reglare cu și fără excitatoare.
3.8. Soluții moderne de reglarea vitezei motoarelor electrice cu curent continuu și alternativ.
3.9. Dimensionarea și construcția mașinilor cu porniri și inversiuni frecvente.

4. Transformatoare

4.1. Forțarea răcirii transformatoarelor mari, cu aer și cu ulei. Construcția răcitoarelor cu randament mare.
4.2. Stabilirea transformatoarelor electrice la scurtcircuit.
4.3. Stabilirea la impulsuri de tensiune. Repartizarea tensiunii de impuls pe înfășurări la diferite conexiuni.
4.4. Coordonarea și reducerea degresivă, progresivă a izolației. Scăderea nivelului de izolație internă.
4.5. Seria unitară de transformare cu bobinaj de aluminu. Principii de dimensionare optimă.
4.6. Transformatoare uscate, antideflagrante, antiexplozive. Metode de proiectare, experimentări pe modele.

4.7. Reglajul sub sarcină al transformatoarelor şi autotransformatoarelor. Soluţii constructive.
4.8. Comportarea transformatoarelor cu tole texturate.
4.9. Transformatoare de încercare la înaltă tensiune.
4.10. Transformatoare speciale cu multe trepte în secundar pentru cuptoare cu inducţie la frecvenţa reţelei.

5. Mutatoare

5.1. Redresorul cu siliciu, simplu şi comandat Performanţe, fabricare, experimentări utilizări.
5.2. Convertizoare statice de sudură.
5.3. Convertizoare statice de fază şi de frecvenţă.

6. Materiale electrotehnice

6.1. Aluminiu ca înlocuitor al cuprului în electrotehnică.
6.2. Aliaje rezistive. Posibilităţi de fabricare în ţară.
6.3. Cabluri şi conductoare izolante. Tehnologie. Proprietăţi.
6.4. Izolanţi superiori. Mică, micabandă, micafoliu. Materiale plastice noi. Elaborarea, tehnologia, proprietăţile şi utilizările materialelor epoxidice, poliesterice etc.
6.5. Turnarea în răşini epoxidice a bobinajelor şi izolatoarelor.
6.6. Ceramică electrotehnică. Izolatoare-clopot din sticlă călită.
6.7. Stabilitatea utilajelor în condiţii de exploatare.
6.8. Proprietăţile şi tehnologia prelucrării tolei texturate şi tolei netexturate moderne.
6.9. Dielectrici cloruraţi şi gazele electronegative.
6.10. Tehnica bimetalelor.

7. Echipamentele reţelelor electrice

7.1. Staţii şi posturi cu calcule prefabricate, comandate automat.
7.2. Normalizarea unui sistem de panouri de joasă tensiune.
7.3. Dezvoltarea de panouri miniaturizate.
7.4. Contactoare moderne. Studii şi experimentări privind cinematica, privind comportarea lor pe sarcini capacitive şi comportarea la solicitări de durată.
7.5. Condensatoare. Soluţii constructive noi.
7.6. Întreruptoare de înaltă tensiune. Performanţele camerelor de stingere. Principiul modulului aplicat în construcţia întreruptoarelor de înaltă tensiune. Întreruptoare autonome. Echipament aferent întreruptoarelor pentru diminuarea supertensiunilor de comutaţie.
7.7. Serii unitare de siguranţe fuzibile: rapide, ultrarapide şi cu întîrziere. Dimensionarea fuzibilului.
7.8. Descărcătoare cu rezistenţă variabilă cu suflaj magnetic. Teoria şi eficacitatea suflajului magnetic.
7.9. Regulatoare de putere de frecvenţă în sisteme electrice. Studiul teoretic al comportării la transfer. Reglajul tensiunii şi curentului cu amplificatoare magnetice.
7.10. Siguranţa în funcţionare a echipamentelor electrice, metodologie, scheme şi rezultate experimentale.
7.11. Posturi de transformare bilindate de înaltă tensiune.

8. Măsurări electrice

8 1. Oscilografe. Descrierea funcţionării, aplicaţii speciale la înregistrarea fenomenelor tranzitorii rapide.
8.2. Sonde Hall pentru măsurarea curenţilor, puterii etc.
8.3. Aparate numerice de măsură, construcţie, utilizare, precizie.
8.4. Măsurarea variaţiei cuplului maşinilor asincrone.
8.5. Metode moderne de măsură. Aplicare de noi principii.

9. Utilizări

9.1. Tracţiunea electrică şi Diesel electrică. Sistemul cu frecvenţă industrială în firul de cale. Scheme electrice.
9.2. Acţionări electrice moderne cu comandă automată statică (cu elemente logice de comandă automată).
9.3. Electrochimia. Electroliza industrială. Instalaţii de alimentare cu curent continuu. Microacumulatoare. Acumulatoare cu destinaţie specială şi baterii galvanice.
9.4. Aparate electrotermice casnice, construcţii moderne şi performanţe. Cuptoare electrice, tipuri moderne. Funcţionare şi reglare automată.
9.5. Iluminatul electric modern cu lămpi fluorescente. Schema pentru conectarea şi gruparea tuburilor.

10. Probleme de organizare şi economia producţiei

10.1. Introducerea calculatoarelor electronice pentru conducerea eficientă a întreprinderilor electrotehnice.
10.2. Conducerea ştiinţifică a întreprinderilor cu profil electrotehnic.

Recomandări pentru autori

1. Lucrările care pot fi prezentate spre publicare sînt : de importanţă generală, tehnico-ştiinţifice, teoretice şi experimentale şi tehnice obişnuite.

2. Lucrările vor fi axate pe aducerea la îndeplinire a sarcinilor trasate de documentele de partid şi de stat privind îndeosebi introducerea tehnicii noi, ridicarea calităţii produselor reducerea preţului de cost, creşterea productivităţii muncii etc. Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învăţămînt, producţie este condiţia esenţială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuţie să se refere la probleme noi şi actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde consideraţii privind eficienţa economică a soluţiilor. Se recomandă ca articolele să conţină propuneri de viitor.

3. Verificarea experimentală se impune cu o necestitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.

4. Lucrările care au mai fost publicate integral sau parţial nu pot fi trimise redacţiei spre publicare.

5. Un scurt rezumat fixînd premisele de la care s-a pornit problema studiată şi cadrul în care este tratată, nedepăşind 4—5 rînduri, va fi anexat lucrării.

6. În introducere se încadrează problema preocupărilor generale ale disciplinei şi în preocupările producţiei ; de asemenea se arată scopul lucrării, subliniindu-se contribuţia autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permiţînd înţelegerea fără dificultăţi a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstraţii voluminoase ; de asemenea, se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată sau poate fi redat intuitiv prin material grafic — ilustrativ, tabele etc.

7. Concluziile vor concentra rezultatele obţinute cu indicarea limitei de valabilitate şi aplicaţiile posibile.

8. Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmaţiile luate din alte lucrări şi care nu sînt în general cunoscute.

9. Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înţelegerii raţionamentului.

10. Se recomandă o atenţie deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii şi exponenţii se vor scrie mai mici decît baza şi aşezaţi mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grijă literele majuscule, minuscule sau cele ruseşti, greceşti, germane, cifrele romane etc.

11. Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cum şi figuri sau tabele), atît cele speciale, cît şi cele generale. Se vor indica toate datele în transcrieri originale. Pentru cărţi : numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet (eventual şi tradus, în paranteză), ediţia, editorul, locul editurii, anul. Pentru articole : numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet original (eventual şi tradus, în paranteză), revista, volumul, numărul, luna şi anul, paginile.

12. Scrisul la maşină al articolelor este recomandat cu insistenţă, exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic.

Se scrie pe o singură pagină (faţa), la două rînduri (2 000 semne de pagină). Se recomandă 10—12 pagini dactilografiate.

13. Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicaţii.

14. Articolele se trimit cu o notă însoţitoare pe adresa redacţiei. În notă se vor indica : titluri, funcţii, localitatea şi adresa domiciliului, număr de telefon.

15. Lucrările executate în cadrul diverselor instituţii sau organizaţii vor purta aprobarea acestora pentru publicare.

16. Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 de ore de la primire. Nu se admit modificări în corectură faţă de manuscris.

Către cititorii noştri

În scopul mobilizării inginerilor şi tehnicienilor noştri în vederea îndeplinirii cu succes a sarcinilor măreţe trasate de documentele de partid şi de stat, îndeosebi pentru introducerea tehnicii noi, îmbunătăţirea produselor, reducerea preţului de cost, creşterea productivităţii muncii, comitetul de redacţie a luat numeroase măsuri privind îmbunătăţirea continuă a conţinutului şi aspectului grafic al revistei noastre. Unele dintre aceste măsuri necesită explicaţii şi îndrumări pentru a putea fi aplicate în mod raţional. Unele explicaţii se dau mai jos, iar pentru informaţii de detaliu rugăm pe cititorii noştri să se adreseze redacţiei noastre.

Revista cuprinde următoarele părţi : partea de fond, partea documentară şi inseratele.

1. Partea de fond conţine : articole, note, discuţii, referate, recenzii, norme şi standarde şi cronici. Are paginile numerotate în continuare pe tot anul, iar la numărul 12 se anexează o tablă de materii sistematică şi o listă alfabetică de autori cu scopul ca partea de fond să se detaşeze, să se lege. formînd colecţia revistei.

1.1. Articole. Articole de fond privind luări de poziţii, comentarii faţă de evenimentele politice, economice şi tehnice de importanţă mare.

Articole tehnico-ştiinţifice sau tehnologice (4—6 de fiecare număr al revistei) cu caracter de originalitate sau sinteză se publică în condiţiile comunicate autorilor. Ele sînt precedate de o scurtă introducere redacţională, destinată a situa articolul în tematica revistei şi în problematica actuală a domeniului cu sublinierea importanţei sau a interesului pe care le comportă. Articolele sînt urmate de liste bibliografice, din care în viitor nu vor lipsi trimiteri la articole apărute anterior în revista noastră.

Pentru a uşura găsirea unui articol într-o colecţie de numere, fiecare articol este prevăzut cu un număr de clasificare zecimală care, împreună cu fişele documentare ale sumarelor în limba română şi în patru limbi străine, permite identificarea obiectului articolelor şi pentru cititorii străini care nu cunosc limba română.

În acelaşi timp, sumarele pe fişe (vezi mai jos) şi tabelele de materii anuale pe cinci ani etc. dau posibilitatea găsirii uşor a unui articol în colecţie.

1.2. Notele sînt expuneri mai scurte şi de o importanţă mai redusă decît articolele. Ele pot avea un caracter de originalitate, se clasifică zecimal şi se introduc în sumarele anuale.

1.3. Discuţii asupra unor lucrări sau articole apărute, arătînd poziţia luată în problema respectivă şi răspunsul dat, se admit fără ca redacţia să-şi ia un angajament sau responsabilitatea în ce priveşte părerile exprimate. Discuţiile au scopul să încurajeze lupta de opinii între autori şi cititori.

1.4. Referatele sînt rezumate obiective (necifrice) ale unor articole sau lucrări apărute în alte reviste din ţară şi din străinătate, care se consideră de către redacţie a fi interesante şi utile cititorilor. Indicaţia bibliografică să fie completă (inclusiv numărul de figuri, tabele şi referinţe bibliografice).

1.5. Recenziile sînt prezentări mai ample şi critice ale unor lucrări de anvergură, cărţi, monografii, disertaţii. Recenzorii se aleg de către redacţie dintre persoanele competente în domeniul respectiv, care semnează prezentarea. Critica trebuie să fie constructivă şi să permită îmbunătăţiri la o nouă ediţie.

1.6. Norme şi standarde constituie o rubrică de prezentare a ultimelor ştiri privind redactarea şi apariţia de norme şi standarde în ţară şi străinătate (norme internaţionale).

1.7. Cronica serveşte la anunţarea sau reamintirea unor evenimente mai importante în domeniul respectiv : congrese, conferinţe, aniversări, comemorări etc.

2. Partea documentară a revistei este mult amplificată faţă de trecut, avînd în vedere nevoia actuală de a promova şi îmbunătăţi documentarea tehnico-ştiinţifică în masa inginerilor şi tehnicienilor.

2.1. Sumarele sînt redactate în patru limbi, sub formă de fişe bibliografice, decupabile, cu număr de clasificare zecimală şi referinţe bibliografice normale (denumirea şi numărul revistei se repetă pe fiecare fişă). Dispuse pe fanioane (care se detaşează la scoaterea broşelor fiecărui număr), ele sînt destinate a fi decupate şi ordonate în fişiere bibliografice individuale.

2.2. Titlurile unor articole recente din periodicele din ţară şi străinătate, care pot prezenta interes pentru inginerii sau tehnicienii noştri, dar nu pot fi referite mai pe larg (v. 1.4).

3. Inseratele sînt :

3.1. Anunţuri de evenimente şi apeluri către cititori sau autori.

3.2. Reclame şi prezentări de produse speciale ale unor întreprinderi din ţară şi străinătate.

Condiţiile pentru inserarea de anunţuri şi reclame se comunică de către redacţie celor interesaţi.

Redacţia speră ca prin aceste măsuri să fi acţionat în interesul cititorilor şi îşi propune ca obiectiv să facă revista cît mai utilă şi mai interesantă.

CONTENTS

DC 537.227 : 537.5 : 537.21

Tănăsescu, Fl. : **Influence of an alveola included in a dielectrical on the repartition of the electric field and the appearance and development mechanism of partial discharges.**

Electrotehnica **19**, nr. 1, ian 1971, p. 1–6

The paper presents some aspects of the influence the position of an alveola included in a dielectric, exerts on the switching of the electric field and the appearance and development mechanism of partial discharges. Inside, an electrolytic tank were simulated.

Different alveolae constructions whose position towards the electrode it was possible to alter, indicating also the corresponding switching. The last part of the paper provides data on the disturbance level induced by partial discharges inside the alveolae of the same type as those studied in the electroytic tank; the author presents the results discussing and nterpreting them.

DC 681.32 : 621.313.32

Florescu, D. and *Ghione, R.* : **Utilization of computers in investigating transitory processes occurring in synchronous machines.**

Electrotehnica **19**, nr. 1, ian 1971, p. 6–11

The authors present a series of mathematical modele o synchronous machines designed eitter for analogue or digita computers. They stress the programming particularities of each model, mentioning the problems they helped investigate.

The paper includes also two analogue simultation diagrams and the graphic recording of certain transitory processes in the synchronous machine.

CD 621.314.25/27 : 621.362 : 621.317.716 : 621.317.627.2

Radu, T. **Optimum operating conditions of electrothermal converters with shuntare.**

Electrotehnica **19**, nr. 1, ian 1971, p. 11–18

The paper presents the basic constructive variants of triphase electro-therman converters with shunt arc. The general equations of the converter make evident the active and reactive components of the inductive coupling and the active component of the resistive coupling. The obtained relations help to interpret the operating conditions of the converter. The presented experimental results confirm the validity of the equations which outline the two active components of the electric and magnetic coupling.

DC 621.322–82 : 621.–83

Opaschi, M. : **Switching in of hydroelectric generators to the main by self-synchronization.**

Electrothnica **19**, nr. 1. ian 197c. p. 19–23

The paper examines paralleling of hydroelectric generators and electric network in the event of breakdown. The author presents the theory, calculation and experimental verification carried out with the hydroelectric generators of three hydropower stations sited on river Bistrița, Downhill Bicaz.

Lăpușan, V. and *Toader, I.* : **Frequency multiplier with magnetoresistive transducers.**

Electrotehnica **19**, nr. 1, ian 1971, p. 23–27

The authors study certain possibilities, to multiply frequency employing magnetoresistive transducers with semiconductors.

DOCTOR'DEGREE THERES 28–29

ABSTRACTS 29–31

NEWS IN BRIEF 32

SOMMAIRE

CD 537.227 : 537.537.21

Tănăsescu, Fl. : **L'influence d'une alvéole enfermée dans un diélectrique sur la répartition du champ électrique et sur le mécanisme d'apparition et de déroulement des décharges partielles.**

Electrotehnica **19**, no. 1, jan 1971, p. 1–6

On présente quelques aspects concernant l'influence que la position de l'alvéole enfermée dans un diélectrique a sur la distribution du champ électrique et sur le mécanisme de l'apparition et du déroulement des décharges partielles. Dans une cuve électrolytique, on modèle différentes constructions d'alvéoles, dont la position vis-à-vis des électrodes a pu être changée et on présente aussi les distributions de potentiel correspondentes. Dans la partie finale de l'ouvrage on donne quelques résultats des mesurages du niveau des perturbations produites par les décharges partielles dans les alvéoles du même type que celles étudiées lors du modélage en cuve ; on émet certaines considérations et interprétations concernant les résultats obtenus.

CD 681.32 : 621.313.32

Florescu, D. et *Ghione, R.* : **L'utilisation des calculateurs pour l'étude des processus transitoires de la machine synchrone.**

Electrotehnica **19**, no. 1, jan. 1971, p. 6–11

On présente une série de modèles mathématiques de la machine synchrone, destinés soit aux calculateurs analogiques, soit à ceux numériques (digitaux). On met en évidence, pour chaque modéle, les particularités du programme établi et l'on mentionne les problèmes qui ont été étudiés a l'aide du modèle respectif.

L'ouvrage comprend en outre deux schémas de modélage analogique ainsi que l'enregistrement graphique de quelques processus transitoires de la machine synchrone.

CD 621.314.25/27 : 621.362 : 621.317.716 : 621.317.627.2

Radu, T. : **Le régime optima de fonctionnement des convertisseurs électro-termiques à arc shunté.**

Electrotehnica **19**, no. 1, jan. 1971, p. 11–18

On présente les variantes constructives fondamentales des convertisseurs électro-thermiques triphasés à arc électrique shunté. On met en évidence, à l'aide des équations générales du convertisseur, les componantes actives et réactives du couplage inductif et la componente active du couplage résistif. En utilisant les relations obtenues, on fait des interprétations concernant les régimes de fonctionnement du convertisseur. Les résultats expérimentaux présentés constituent une confirmation de la valabilité des équations, dans lesquelles on remarque les deux componantes actives du couplage électrique et magnétique.

CD 621.322–82 : 621–83

Opaschi, M. : **La econnexion des hydro-générateurs au réseau par autosynchronisation.**

Electrotehnica **19**, no. 1, jan. 1971, p. 19–23

On examine, afin de parer aux cas d'avarie, la mise en parallèle des hydro-générateurs avec le réseau. On fait la théorie, le calcul et la vérification expérimentale des hydro-générateurs appartenant à trois hydro-centrales situées sur la Bistriţa, en aval de Bicaz.

CD 621.314.263 : 538.652

Lăpuşan, V. et *Toader, S.* : **Multiplicateur de fréquence à traducteurs magnétorésistifs.**

Electrotehnica **19**, no. 1, jan. 1971, p. 23–27

On étudie quelques possibilités de multiplication de la fréquence à l'aide des traducteurs magnéto-résistifs à éléments semi-conducteurs.

THÈSES DE DOCTORAT 28–29

RÉFÉRATS 29–31

BRÈVES COMMUNICATIONS 32

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313.045.001.4

Kränkel, D. şi *Schuler, R.* **Controlul rigidităţii dielectrice între spirele bobinajului maşinilor turnante de înaltă tensiune.** In : Revue Brown Boveri, nr. 4, 1970, p. 191—197, 8 fig. 6 ref. bibl.

CZ 621.313.32.016.35

Gärtner, R. **Limitele stabilite la maşinile sincrone în diagramele de impedanţă.** In : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **91**, nr. 6 iun 1970, p. 352—356. 7 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.323+621.314.58

Pagano, E. **Montaje auxiliare pentru studiul motoarelor sincrone alimentate de convertizoare de frecvenţă.** In : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **9**, nr. 6 iun 1970, p. 357—360, 5 fig., 1 tabl.

CZ 621.313.323 : 621.926.54

Stemmler, H. **Sistem de antrenare şi dispozitiv de reglare electronică a tubului concasor fără angrenaj.** In : Revue Brown Boveri, **3**, 1970, p. 121—130, 10 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.313.333 : 621.335 : 621.333

Largiadir, H. **Cîteva aspecte asupra dimensionării motoarelor asincrone alimentate cu convertizoare statice de frecvenţă pentru tracţiune electrică.** In : Revue Brown Boveri, nr. 4, 1970, p. 152—168, 4 tabl., 11 fig., 19 ref. bibl.

CZ 621.314. TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE.

CZ 621.315.618.2.045.1.004.2

Becker, U. **Comparaţie între regulatoare trifazate cu trei şi şase impulsuri, cu tiristoare.** In : Elektrie **24**, nr. 6 iun 1970, p. 203—204, 5 fig.

CZ 621.314.58 : 621.313.323 : 621.926.54

Stanciu, V. **Transformatoare de puteri limită cu înfăşurări de aluminiu.** In : Elektrie **24**, nr. 6, iun 1970, p. 191—192, 6 ref. bibl.

CZ 621.315.62 : 621.315.616.96

Langer, J. **Alimentare prin convertoare statice de frecvenţă a motoarelor sincrone pentru tuburi concasoare din fabricile de ciment.** In : Revue Brown Boveri, **3**, 1970, p. 112—121, 10 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLE. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII.

CZ 621.315.62.618.2.048.1.004.2

Boatz, H. **Eforturile exercitate asupra izolărilor exterioare.** In : Elektrotech. Z (ETZ-A) **91**, nr. 7, iul 1970, p. 370—376, 8 fig., 4 tabl., 14 ref. bibl.

TITLURI DOCUMENTARE

(continuare)

CZ 621.315.62 : 621.315.616.96

Michaca, R. **Comportarea izolatoarelor de masă plastică pentru instalaţiile de distribuire interioară.** In : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **91**, nr. 7, iul 1970, p. 410, 1 ref. bibl.

CZ 621.315.624.004.12 : 621.315.618.2

Kiwit, W. **Experienţe rezultată din exploatarea izolatorilor exteriori.** In : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **91**, nr. 7, iul 1970, p. 397—404, 13 fig., 4 tabl., 8 ref. bibl.

CZ 621.315—623.5 : 621.315.616.96

Auxel, H. şi *Luxa, G.* **Incercări asupra materialelor plastice, destinate izolărilor exterioare.** In : Elektrotech. Z (ETZ-A) **91**, nr. 7 iul 1970, p. 386—391, 13 fig., 13 ref. bibl.

CZ 621.315.623.5 : 621.315.624.4

Rostand, P. **Stielă precomprimată folosită în izolările exterioare.** In : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **91**, nr. 7 iul 1970, p. 383—385, 2 fig., 10 ref. bibl.

CZ 621.315.624.004.12 : 621.315.616.96

Kärner, H. **Structura, proprietăţile şi comportarea în funcţiune a izolatorului à long fût en matière syntetique** (ETZ A) 7 iul 1970, 392—396, 9 fig. 1 tabl., 4 ref. bibl.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ

CZ 621.317.333.6

Artbauer, J. **Rezistenţă de anduranţă electrică şi rezistenţă temporară.** In : Elektrotech. Z. (ETZ-A), nr. 6, iun 1970, p. 326—331, 14 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.317.333.82

Mosch, W., Lemke, E. şi *Issel, G.* **Incercări cu tensiuni de comutare.** In : Elektrie **24**, nr. 6, iun 1970, p. 208—209, 2 fig., 9 ref.

CZ 621.317.385

Oberreisser, F. **Contoare electrice pentru facturare corespunzătoare costului.** In : Siemens Z. **44**, nr. 7 iul 1970, p. 463—464.

CZ 621.317.7 : 621.83 : 531.717.1

Oppen, H. **O nouă maşină pentru măsurarea profilului camelor.** In : Siemens Z. **44**, nr. 7 iul 1970, p. 474—476, 3 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.317.727.1.011.4 : 621.319.74

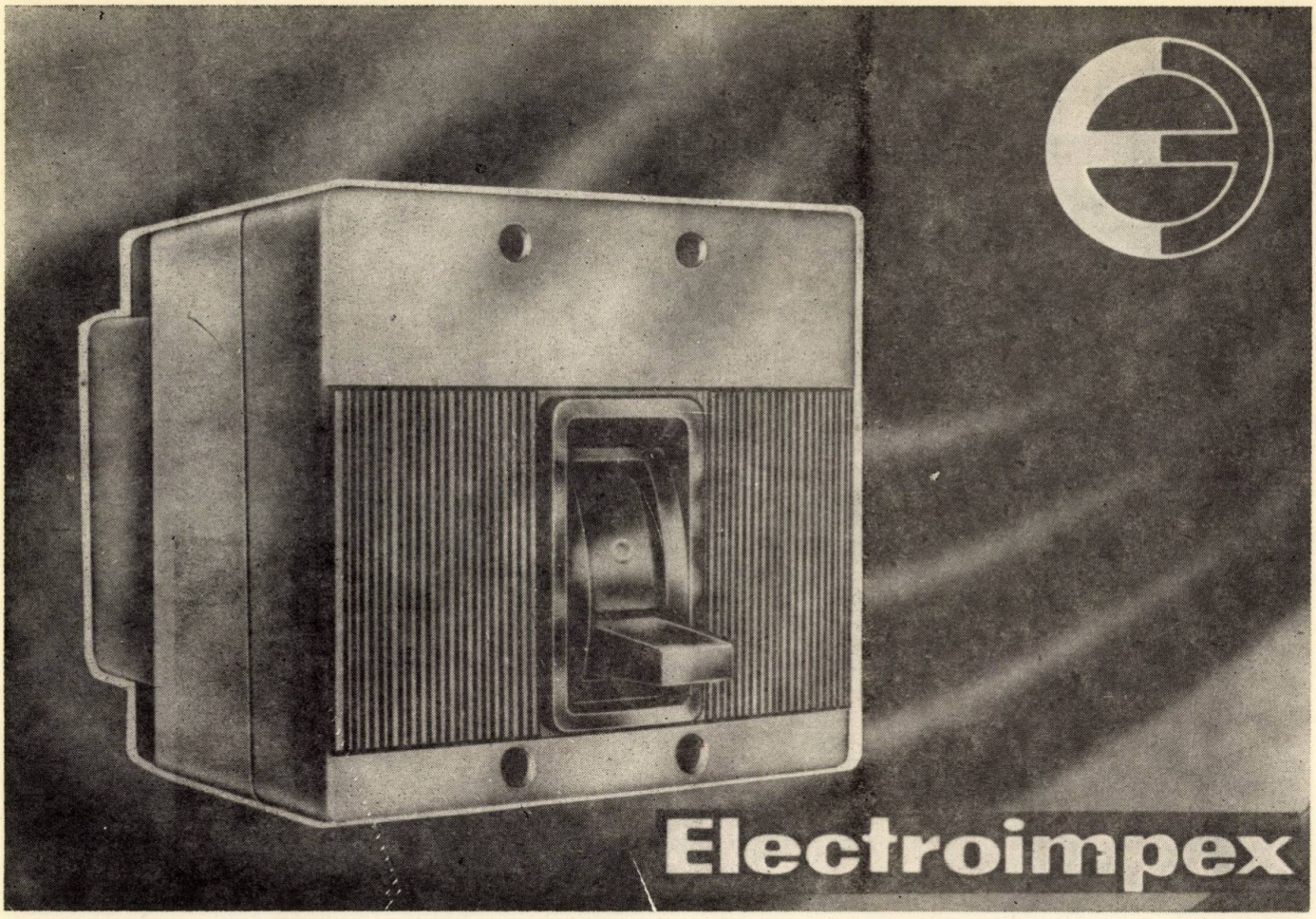
Lührmann, H. **Influenţa exercitată asupra cîmpurilor străine a divizoarelor de tensiune capacitivă.** In : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **91**, nr. 6 iun 1960, p. 332—335, 9 fig. 7 ref. bibl.

CZ 621.319 CONDENSATOARE

CZ 621.319.51.066.014.31

Friedrich, F. Salge, J. şi *Stumpe, D.* **Eclateur de manoeuvre à ares électrique parallèles.** (ETZ-A) **91** nr. 6 iun 1970, p. 318—320, 5 fig., 5 ref. bibl.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR



ELECTROIMPEX S A R L BULGARIA
Sofia, 17 str. G. Washington
Telefon : 88-49-91
Telex : 575

EXPORTĂ :

- întreruptoare automate de putere de 63—800 A, de tipurile A1, A2, A3, și A4 — executate conform licenței firmei Sace, Bergamo/Italia,
- o nouă serie de relee termice pentru protecția motoarelor electrice, pînă la 100 kW — tip RTB ;
- contactoare cu aer pentru curent alternativ, din seria K, pînă la 100 A — tip K-0, K-1, K-2, K-3 și K-5 ;
- demaror cu aer, pentru motoare electrice pînă la 20 kW ;
- siguranțe de mare putere cu posibilitate de întrerupere a curentului peste 100 kA și a curenților nominali pînă la 1 000 A ;
- serii de butoane pentru toate cerințele industriei electrice actuale, executate conform licenței firmei Voigt & Haeffner ;
- regulatoare în trepte pentru transformatoare de putere pînă la 220 kW și pînă la 250 mVA în construcție proprie cît și conform licenței firmei Reinhausen — R.F.G.

PUBLICOM

19/1 MAR 13

INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

DIN BUCUREȘTI • BD. T. VLADIMIRESCU 45—47 • TELEFON 31.41.00

Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță, că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine !

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor Dvs, doriți standuri și metode de încercări care să vă dea în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

Exportați produse ? Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite

ICPE ICPE

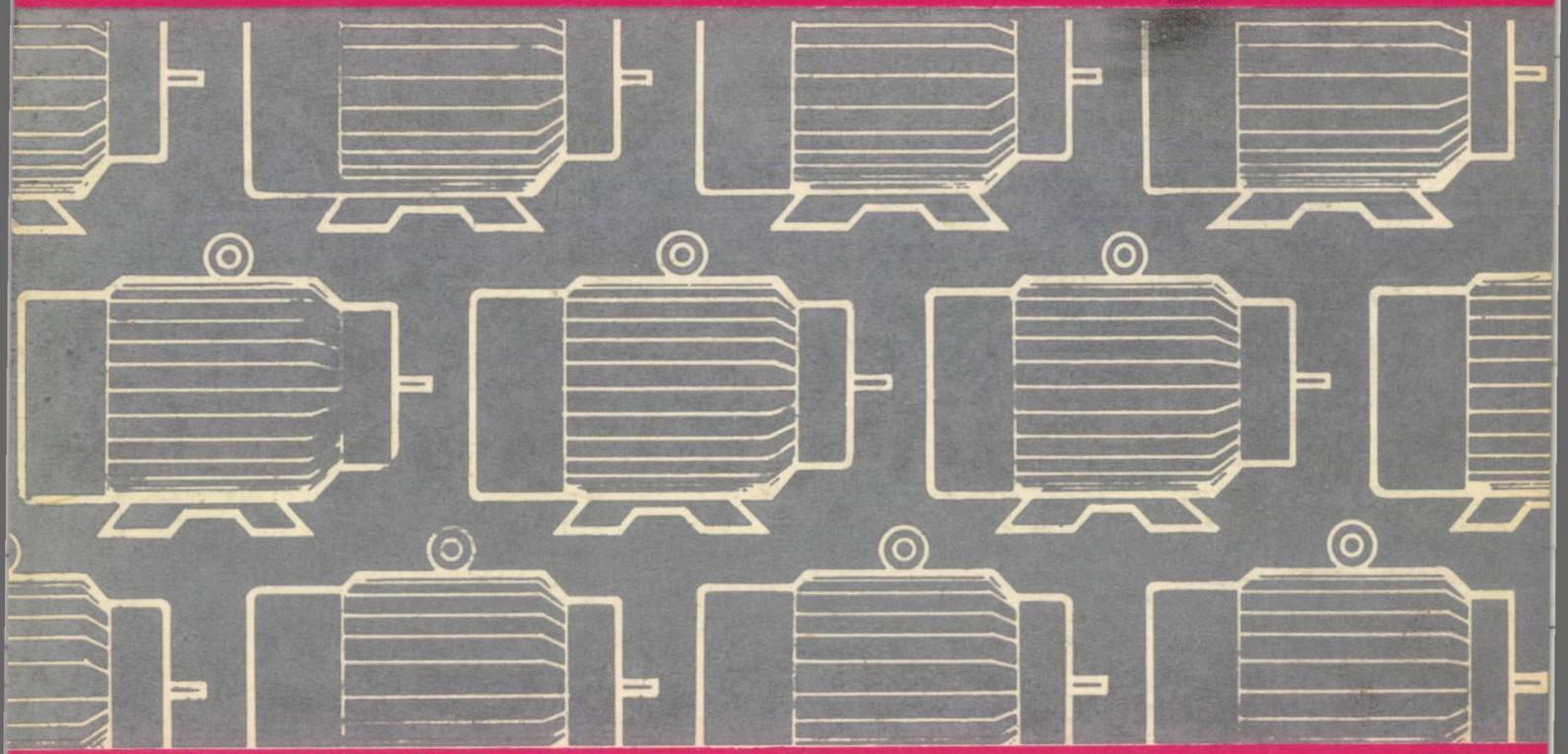
La toate aceste întrebări, ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE), care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 de ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.

Telefonați la: 31.41.00.

E 2040

ELECTROTEHNICA



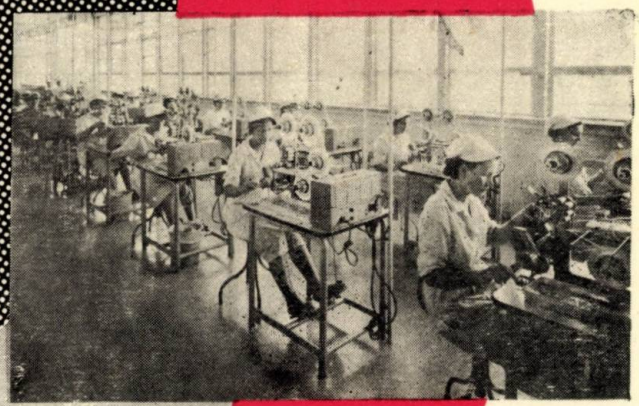
ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 19 • Nr. 2 • februarie 1971

2

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI—BĂNEASA

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32, ROMÂNIA – BUCUREŞTI II TELEFON 33.38.30 – TELEX 011203 CONT VIRAMENT 300.60.200 BNRSR S. II.

IPRS BĂNEASA



PIESE RADIO

Rezistoare cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare.
Condensatoare polistiren
Condensatoare poliester metalizat
Condensatoare hîrtie metalizată
Condensatoare hîrtie, pentru echipament auto
Condensatoare hîrtie, pentru startere
Condensatoare hîrtie, pentru antiparazitare
Condensatoare hîrtie, pentru telefonie
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Tranzistoare cu germaniu de joasă frecvenţă
– de mică putere
– de medie putere
– de putere
Tranzistoare cu germaniu de înaltă frecvenţă
– de mică putere
– drift
Tranzistoare de putere
Diode de semnal şi comutaţie cu contact punctiform
Diode redresoare cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
– de mică putere
– de putere
Diode stabilizatoare de tensiune cu siliciu, de mică putere
Fotodiode cu germaniu

Vă rugăm să consultaţi cataloagele noastre.
Cabinetul tehnic, telef. 33.38.30/152.

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI – BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC ● STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ● BUCUREŞTI ● SECTORUL 2

1972.IV.6. 616o52

72. 4. 17.

Mü-As 8514

I 67o9/72

Sontea.S.
Villamos szakaszolók Mo Cu Ni tipusu érintkezinek fizkiai és mechanikai jellemzői
Electrotehnica 19. k.2.sz.1971

67-70

Vill. Ip.Kut.Int

1972 ÁPR 13

D. [illegible]
Oné/Ta

MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA KÖNYVTÁRA

ELECTROTEHNICA

Anul 19 Nr. 2, pag. 37—76 februarie 1971

CUPRINS

CZ 621.3.011.538.542 : 537.226.3

Mocanu, C.I. : **Schemele echivalente cu parametri constanți ale conductorului cilindric circular masiv la curent de aducție, în regim de efect pelicular tranzitoriu**
Electrotehnica **19**, nr. 2, febr 1971, p. 37—47

Se stabilesc schemele echivalente cu elemente filiforme și parametri constanți ai conductorului cilindric circular considerat element de cîmp, cu luarea în considerare a efectului pelicular tranzitoriu la curent de aducție. Parametrii schemelor se calculează prin sinteza impedanței operaționale. Se studiază regimurile electrocinetice pentru diferite moduri de excitație. Se demonstrează că modul de excitație „injecție constantă de curent" este incompatibil cu efectul pelicular tranzitoriu.

CZ 621.313.32.042.12 : 621.314.63 : 681.335

Măgureanu, R. și *Necula Mariana* : **Predeterminarea pe un calculator analogic a caracteristicilor mașinii sincrone cu poli înecați, alimentată de la un comutator electronic.**
Electrotehnica, **19**, nr. 2, febr 1971, p. 47—52

Lucrarea prezintă o metodă simplă de integrare a ecuațiilor lui Park în regim staționar mecanic cu ajutorul unui calculator analogic de mică capacitate pentru determinarea caracteristicilor mașinilor sincrone cu poli înecați alimentate prin onduloare cu tiristoare. Rezolvarea problemei se face pe baza unor relații de recurență între tensiunile pe diverse tacte (în d și q) și a unei metode iterative de integrare fiind ilustrată printr-un exemplu numeric.

CZ 621.313.222.011.1.001.24

Murgu Zaira : **Predeterminarea parametrilor de pornire la motorul de curent continuu serie.**
Electrotehnica **19**, nr. 2, febr 1971, p. 53—58

Se analizează mărimile de pornire pentru un motor de curent continuu serie de putere mică, în cazul modificării principalilor parametri de funcționare ai acestuia.

CZ 621.315.616.96.017.6

Lapohos, I. și *Janoși Bela* : **Efectul temperaturii asupra conductibilității electrice a plăcilor PVC folosite în tehnica izolației electrice.**
Electrotehnica **19**, nr. 2, febr 1971, p. 58—61

Autorii și-au propus studierea variației conductibilității electrice ale plăcilor PVC plastifiat, cu diferite materiale de umplutură în funcție de temperatură. S-a constatat că predomină conductibilitatea ionică. De asemenea s-a constatat că energia de activare a purtătorilor de sarcini nu variază în funcție de temperatură și nici în urma tratamentului termic.

CZ 621.315.614.73+621.5.612/613

Nicola, Gr. : **Noi tipuri de materiale stratificate cu suport anorganic pentru electrotehnică.**
Electrotehnica **19**, nr. 2, febr 1971, p. 62—66

Se prezintă diferite materiale stratificate cu suport din țesătură de sticlă (din import) realizate la Fabrica de cabluri și materiale electroizolante din București. Se face o comparație între ele.

CZ 621.316.545.066.6 Mo—Cu—Ni

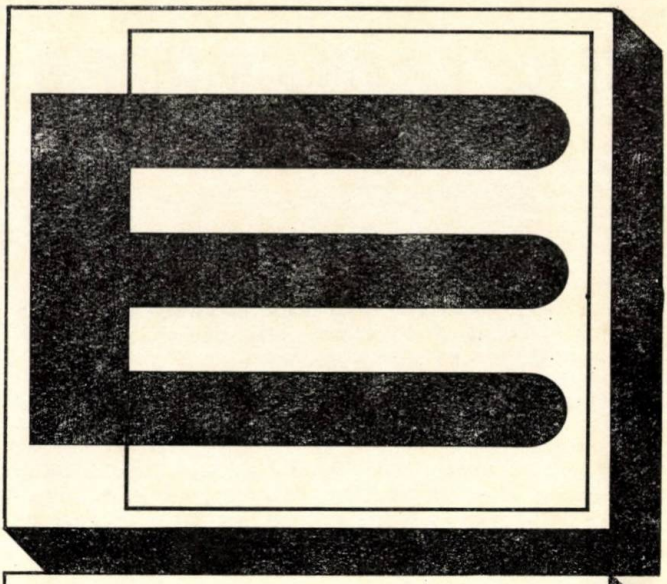
Șontea, S. și *Firescu Lucreția* : **Caracteristicile fizico-mecanice ale contactelor electrice de tip Mo—Cu—Ni pentru separatoare electrice.**
Electrotehnica **19**, nr. 2, febr 1971, p. 67—70

Se prezintă tehnologia de fabricație, din pulberi metalice, a contactelor de Mo—Cu—Ni, pentru separatoare electrice. Tehnologia fiind avantajoasă, prezintă interes pentru industria electrotehnică.

RECENZII 71—72

REFERATE 73—75

CRONICĂ 76



Electrotehnica

la Tîrgul din Hanovra 1971

Produse, materiale, procedee, vedere de ansamblu asupra pieţei şi informaţii importante.

Tot ce este mai nou în toate domeniile economice şi tehnice.

Afaceri, discuţii, contacte.

O privire şi asupra domeniilor învecinate.

Cine vede Tîrgul din Hanovra ştie mai mult, poate mai mult, produce mai mult. Ar trebui să veniţi căci această călătorie vă scuteşte de multe călătorii!

TIRGUL DIN HANOVRA 1971

Joi 22 aprilie — Vineri 30 aprilie

nou!

Tîrgul viitorului economiei noastre

Prospectul de specialitate cu lista expozanţilor din această branşă îl obţineţi gratuit prin : Deutsche Messe — und Ausstellungs — AG, D — 3000 Hannover — Messegelände, tel. :** (0511) 891, telex : 0922728.

PUBLICOM

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.3.011.538.542 : 537.226.3

Мокану, К, И.: **Эквивалентные схемы с постоянными параметрами массивного цилиндрического круглого проводника к подводящему току, в режиме с плёночным переходным эффектом**
Electrotehnica 19, No. 2, 1971, 37–47

Устанавливаются эквивалентные схемы с нитевидными элементами и постоянными параметрами круглого цилиндрического проводника в качестве элемента поля, с учетом пленочного переходного эффекта к подводящему току. Параметры схемы вычисляются путем синтеза операционного импеданса. Изучаются электрокинетические режимы для различных способов возбуждения. Показано, что способ возбуждения „постоянная инъекция" несовместим с плёночным переходным эффектом.

ДК 621.313.32.042.12 : 621.314.63 : 681.335

Мэгуряну, Р. и *Некула Мариана:* **Предварительное определение на аналоговой вычислительной машине характеристик синхронной машины со скрытыми в пазах полюсами, питаемой от электронного переключателя**
Electrotehnica 19, No. 2, 1971, 47–52

В работе излагается простой метод интегрирования уравнений Парка в механическом стационарном режиме при помощи аналоговой вычислительной машины малой мощности для определения характеристик синхронных машин со скрытыми полюсами, питаемых от ондуляторов с тиристорами. Данный вопрос решается на основе рекуррентных зависимостей между напряжениями в различных тактак (в d и q) и интеративного метода интегрирования, иллюстрированного числовым примером.

ДК 621.313.222.011.1.011.24

Мургу Заира: **Предварительное определение пусковых параметров на сериесном двигателе постоянного тока**
Electrotehnica 19, No. 2, 1971, 53–58

Анализируются величины пуска для сериесного двигателя постоянного тока малой мощности, в случае изменения его главных рабочих параметров.

ДК 621.315,616.96.017.6

Лапохос, И. и *Янори Бела:* **Эффект температуры на электропроводимость плит из ПВХ, применяемых в технике электрической изоляции**
Electrotehnica 19, No. 2, 1971, 58–61

Статья посвящена изучению изменения электропроводимости плит из ПВХ, пластифицированного ралзичными наполнителями, в зависимости от температутры Устаʹновлено, что преобладает ионная проводимость. Установлено также, что энергия активации носителй. зарядов не изменяется в зависимости от температуры или в результате термической обработки.

ДК 621.315.614.73+621.5.612/613

Никола, Гр.: **Новые типы слоистых материалов на неорганической основе для электротехники**
Electrotehnica 19, No. 2, 1971. 62–66

Описываются различные наслоенные материалы на основе из стекляной ткани (импортной), осущесрвленные на заводе-изготовителе кабелей и электроизоляционных материалов в гор. Бухаресте. Проводится сравнение между ними.

ДК 621.316.545.066.6М–Cu–Ni

Сонтя, С. и Фиреску Лукреция: **Физико-механическая характеристика электрических контактов типа Mo–Cu–Ni для электрических разъединителей**
Electrotehnica 19, 1971. 67–70

Описывается технология изготолления, из металической пыли, контактов Mo-Cu-Hi, для электриче с ких разъединителей. Благодоря своим преимуществам, технология может быть полезна для электротехнической промышленности.

РЕЦЕНЗИИ ● ДОКЛАДЫ ● ХРОНИКА

INHALT

DK 621.5.011.538.542 : 537.226.3

Mocanu, C.I. **Erzatzschemen mit konstanten Parametern des zylindrischen Massivleiters beim Zuleitungstrom im Uebergangs — Skineffektbetrieb.**

Electrotehnica **19**, Nr. 2, febr. 1971, S. 37–47

Festgestellt werden die Ersatzschemen mit haarförmigen Elementen und konstanten Parametern beim zylindrischen, als Feldelement betrachteten Leiter, unter Berücksichtigung des Uebergangs — Skineffektes beim Zuleitungsstrom. Die Parameter der Schemen berechnet man mit Hilfe der Synthese der Wirkimpendanz. Man untersucht die elektrokinetischen Betriebsfälle für verschiedene Erregungsarten und beweist dass die Erregungsart „Konstante Stromein — spritzung" mit den Uebergangs — Skineffekt unvereinbar ist.

DK 621.313.32.042.12 : 621.314.63 : 681.335

Măgureanu, R. und *Necula, M.* : **Die Vorausbestimmung auf einer Analog rechenmaschine der Eigenschaften der Synchronmaschine mit nichtausgeprägten Polen, die von einen elektronischen Kommutator gespeistwird.**

Electrotehnica **19**, Nr. 2, febr 1971, S. 47–52

Die Arbeit bringt eine einfache Methode zur Integrierung der Park–Gleichungen im stationären mechanischen Betrieb mit Hilfe eines kleinen Analogrechners zur Bestimmung der Eigenschaften von Synchronmaschinen mit michtausgeprägten Polen, die mit Hilfe von Thyristor — Wechselrichtern gespeist werden. Die Entwichlung der Aufgabe geschieht auf Grund gewisser Rekurenzbeziehungen zwischen den Gleichungen auf gewissen Takten (in d und q) und einer iteraliven Integrierungsmethode und wird durch ein Zahlenbeispiel veranschaulicht.

DK 621.313.222.011.1.001.24

Murgu Zaira : **Die Vorausbestinunng der Anlaufparameter beim Gleichstrom — Reihenschlussmotor.**

Electrotehnica **19**, Nr. 2, febr 1971, S 53–58

Man untersucht die Anlaufgrössen für einen kleinen Gleichstromreihenschlussmotor bei Aenderung der Hauptbetriebsparameter.

DK 621.315.616.96.017.6

Lapohos, I. und *Janoşi Bela* : **Der Einfluss der Temperatur auf die elektrische Leitfähigkeit der PVC — Platten, die in der elektrischen Isolationstechnik verwendet werden.**

Electrotehnica **19**, Nr. 2, febr 1971, S. 58–61

Die Verfasser nehmen sich vor, die Veränderung der elektrischen Leitfäbigheit der plastifizierten PVC–Platten bei verschidenen Zusatzstoffen in Abhängigheit von der Temperatur zu untersuchen. Es wird festgestallt dass die ionische Leitfäbigheit den Varrang hat. Ferner wrurde gefunden dass die Belebungsenergie der Ladungsträger sich weder in Abhängigheit von der Temperatur noch abs Folge der Wärmebehandlung ändert.

DK 621.315.614.73+621.5.612/613

Nicola, Gr. : **Neue Typen von Schichtstoffen mit anorganischen Gewebe in der Elektrotechnik.**

Electrotehnica **19**, Nr. 2, febr 1971, S 62–66

Man zeigt verschiedene Schichstoffe mit Glasgewebe (Einfuhrware), die in der Bukarester Fabrik für Kabel und elektrische Isolierstoffe hergestellt wurden und vergleicht sie untereinander.

DK 621.316.545.066.6 Mo–Cu–Ni

Şontea, S. und *Firescu Lucreţia* : **Die phyizikalisch-mechanischen Eigenschaften der elektrischen. Schützen der Type Mo–Cu–Ni für elektrische Trennschalter.**

Electrotehnica **19**, Nr. 2, febr 1971, S. 67–70

Beschrieben wird die Herstellungstechnologie aus metallischen Pulvern — der Schützen Mo–Cu–Ni für elektrische Trennschalter.

BUCHBESPRECHUNGEN 71–72

REFERATE 73–75

CHRONIK 76

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 19 Nr. 2 București, februarie 1971

Schemele echivalente cu parametri constanți ale conductorului cilindric circular masiv la curent de aducție, în regim de efect pelicular tranzitoriu

CONSTANTIN I. MOCANU* — București

CZ 621.3.011.538.542 : 537.226.3

Premise

Circuitele electrice liniare cu conductoare nefiliforme în care nu se pot neglija efectele difuziei cîmpului electromagnetic (cum sînt efectele pelicular, de proximitate, Field, de ecran etc.) și cu condensatoare în dielectricul cărora nu se pot neglija efecte de relaxație, sînt în ultimul timp amplu studiate în literatura de specialitate. Problema efectului pelicular tranzitoriu în conductoarele liniilor electrice de transmisie a fost pusă prima dată de H. Pleijel [1]. Atenuarea undelor electromagnetice ca urmare a efectului pelicular tranzitoriu pe liniile electrice și în transformatoare a fost studiată de F. Moeller [2], P. Jacottet [3]—[4], R. Rădulet [5], A. Hochrainer [6] etc. În lucrările lui E.D. Sunde [7], N. Hylten — Cavallius [8], T. Udo [9], A. Colombo [10] etc. se studiază efectul de proximitate tranzitoriu între liniile electrice aeriene și pămînt.

Dacă pentru rezolvarea circuitelor cu elemente liniare, pasive și filiforme caracterizate de parametri constanți (rezistența electrică R, inductivitatea L, conductanța sau perditanța G și capacitatea C) sînt suficiente teoremele lui Kirchhoff, — pentru elementele liniare nefiliforme se pun probleme de cîmp electromagnetic, care se rezolvă numai cu ecuațiile lui Maxwell.

Dificultățile de rezolvare a problemelor de cîmp electromagnetic sînt însă cu mult mai mari decît a problemelor de circuite cu elemente liniare filiforme. Cîmpul electromagnetic în conductoare e descris de ecuații cu derivate parțiale cu condiții inițiale și pe frontiere dificile (ultimele de obicei necunoscute); circuitele liniare cu parametri concentrați sînt descrise de ecuații integro-diferențiale, în general mai ușor de rezolvat. De aici și încercarea de a caracteriza elementele nefiliforme — denumite elemente de cîmp — prin parametri similari cu ai elementelor filiforme.

Necesitatea introducerii parametrilor tranzitorii, se explică din următoarele motive:

— în circuitele cu elemente filiforme, mărimile active sînt tensiuni electromotoare, tensiuni la borne, căderi de tensiuni și curenți care se măsoară cu instrumente uzuale și în raport cu aceste mărimi se urmăresc regimurile de funcționare ale instalațiilor și rețelelor electrice; în elementele de cîmp, mărimile active sînt intensitățile și inducțiile cîmpurilor electric și magnetic care nu intervin direct în regimurile rețelelor și instrumentele de măsurarea lor nu sînt dintre cele obișnuite în studiul regimurilor;

— în numeroase aplicații intervin circuite care conțin atît elemente filiforme cît și elemente de cîmp. În aceste probleme e dificil de operat atît cu tensiuni și curenți cît și cu intensități și inducții de cîmp electric și magnetic.

În teoria circuitelor electrice, parametrii R, L, G și C se introduc fie utilizînd relațiile liniare ale legilor și teoremelor electrotehnicei, fie relațiile pătratice (energetice) ale teoremelor energiei electrice, magnetice și legii lui Joule. Dacă pentru elementele filiforme și liniare definițiile acestor mărimi cu ajutorul relațiilor liniare coincid cu cele energetice, — pentru elementele de cîmp cele două moduri de definire conduc la expresii diferite.

În regim tranzitoriu mai intervine încă și modul de excitare, treaptă de tensiune sau treaptă de curent, sinusoidal în timp etc. — care complică și mai mult definirea parametrilor tranzitorii. Dacă conceptul de treaptă de tensiune se poate interpreta prin punerea conductorului sub tensiune la borne, — treapta de curent care să presupună totodată și fenomenul de difuzie, e mai puțin intuitiv și după cunoștința autorului a fost introdus prima dată de Miller [11]. Numeroase lucrări în literatură sînt consacrate definirii și calculului parametrilor tranzitorii. În lucrarea lui Miller [11], se utilizează definiții energetice în ipoteza treptei de curent: rezistența tranzitorie este

* Dr. ing. *C.I. Mocanu* este profesor la facultatea de Electrotehnică din Institutul Politehnic — București

raportul dintre puterea instantanee $p(t)$ și pătratul intensității curentului I, $R_{I_e}(t) = p(t)/I^2$; inductivitatea tranzitorie e raportul dintre valoarea dublă a energiei magnetice $2W_m(t)$ și pătratul curentului, $L_{I_e}(t) = 2W_m(t)/I^2$. Cu aceste relații Miller a calculat parametrii tranzitorii ai coductorului cilindric plin și cav la *excitație treaptă de curent.*

Tuohy, Fullerton și Lee [12] consideră modul de excitație *„treapta de tensiune"*, și definesc energetic rezistența tranzitorie prin raportul dintre pătratul tensiunii U și puterea instantanee $p(t)$, $R_{U_e}(t) = U^2/p(t)$. Aplicînd această relație pentru conductorul cilindric circular plin, obțin o formulă diferită de a lui Miller.

În lucrările lui Avramescu [13], [14] se utilizează relații de definiție liniare; pentru conductoarele circulare se calculează o rezistență tranzitorie $R(t)$ luînd în anumite condițiuni transformata inversă a impedanței operaționale și o inductivitate tranzitorie interioară printr-un procedeu de mediere a fluxului magnetic interior.

Numeroase lucrări consacrate definirii și calculului parametrilor tranzitorii au fost elaborate de R. Rădulet, A. Țugulea și A. Timotin [15]. Autorii, au elaborat o teorie generală a parametrilor tranzitorii $R(t)$, $L(t)$, $G(t)$, $C(t)$ — mărimi variabile în timp definite cu ajutorul unor integrale de convoluție, și reprezentînd răspunsuri tranzitorii la excitații treaptă de tensiune și treaptă de curent. Pentru conductorul cilindric circular obțin o expresie a rezistenței tranzitorii deosebită de a celorlalți autori, iar pentru inductivitatea tranzitorie interioară regăsesc expresia calculată de Avramescu [13]. În toate aceste lucrări parametrii tranzitorii rezultă funcțiuni variabile în timp.

Datorită definițiilor și modurilor de excitație diferite, se obțin valori diferite ale parametrilor tranzitorii.

Astfel, numai pentru conductorul cilindric circular masiv, se cunosc în literatură patru formule și anume :

$$R_{I_e}(t)/R_0 = 1 + \sum_1^\infty e^{-2\eta_k^2 t/T_0}, \quad \text{definiție energetică la treaptă de curent [11];} \tag{1}$$

$$R_{U_e}(t)/R_0 = \frac{a^2}{2}\frac{\int_0^a J_u^2\, r dr}{\left(\int_0^a J_u\, r dr\right)^2}, \quad \text{definiție energetică la treaptă de tensiune [12];} \tag{2}$$

$$R_{II}(t)/R_0 = 1 + \sum_1^\infty e^{-\eta_k^2 t/T_0}, \quad \text{definiție liniară la treaptă de curent [15];} \tag{3}$$

$$R_I(t)/R_0 = 1 + \frac{1}{2}\sqrt{\frac{T_0}{\pi t}} + \sum_1^\infty e^{-\eta_k^2 t/T_0} m, \quad \text{definiție liniară [13],} \tag{4}$$

în care R_0 este rezistența în curent continuu și J_0, T_0, η_k rezultă din (15), (17) și (25). Aceste valori introduse în ecuațiile integrodiferențiale ale circuitelor conținînd ca element de cîmp un conductor cilindric circular conduc desigur la soluții diferite.

Din punctul de vedere al timpului de răspuns tranzitoriu, s-a demonstrat în lucrarea [17] că cilindrul circular pus sub tensiune constantă este echivalent cu un dipol inductiv caracterizat de rezistența R_0 și inductivitatea interioară de curent continuu L_{0i} a acestuia. Efectul pelicular în cilindru nu rezultă influențat de mediul exterior și inductivitatea exterioară nu intervine în schema echivalentă.

O schemă cu rezistență și inductivități constante pentru șunturile cilindrice coaxiale în care se ține cont de efectul pelicular este propusă în lucrarea [18], iar în lucrarea [16] se deduc scheme echivalente cu parametri concentrați ai unor parametri tranzitorii de tip exponențial.

În această lucrare se demonstrează că în regim cuasistaționar la curent de aducție, conductorul cilindric circular admite scheme echivalente cu elemente dipolare inductive caracterizate de valori constante ale rezistențelor și inductivităților. Se stabilesc două scheme tipice care pot fi utilizate pentru studiul tuturor regimurilor tranzitorii sau permanente cuasistaționare ale conductorului cilindric circular : schema paralel P și schema lanț L. Parametrii R_K, L_K și conexiunile paralel și lanț rezultă din sinteza impedanței operaționale interioară $Z_i(p)$ a conductorului cilindric.

Se studiază regimurile electrocinetice ale schemelor echivalente dacă se aplică la borne o tensiune continuă, treaptă și sinusoidală, regăsindu-se soluțiile cunoscute pentru aceste excitații. Se demonstrează că cel puțin pentru cilindrul circular, treapta de curent sau injecția constantă de curent. Treapta de curent e un regim limită de răspuns a cilindrului, regim în care difuzia e instantanee și densitatea de curent are peste tot valoarea constantă a regimului staționar.

Cu excepția formulei (2), nici unul din parametrii tranzitorii definiți la injecție constantă de curent (formulele (1), (3) și (4) nu pot fi interpretați pe modelul schemelor echivalente.

Problema modului de excitație *„treaptă de curent"* cu efect pelicular tranzitoriu la curent de aducție într-un conductor drept de secțiune oarecare va fi tratată într-o altă lucrare.

1. Problema schemei echivalente cu parametri constanți, a conductorului cilindric circular, considerat element de cîmp cuasistaționar

Se consideră o rețea electrică liniară avînd elemente pasive filiforme (caracterizate de parametri constanți, rezistențe R, inductanțe proprii și mutuale L, M, conductanțe G și capacități C), cu excepția unui element de cîmp cuasistaționar, constituit dintr-un conductor cilindric circular C de rază a, lungime l, permeabilitate μ_i și conductivitate σ. În schema bloc din figura 1 *a* s-a separat elementul de

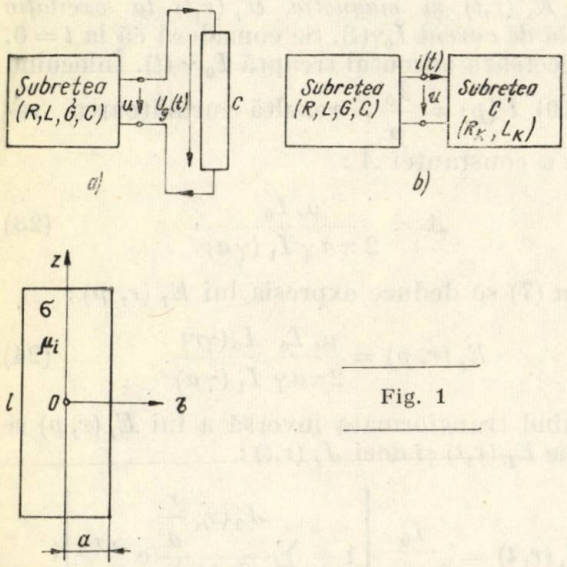


Fig. 1

cîmp C parcurs de curentul $i(t)$ și tensiunea $U_g(t)$ calculată în lungul unei generatoare, tensiunea aplicată fiind U.

Din punctul de vedere al teoriei parametrilor tranzitorii, problema consistă în determinarea unui element filiform echivalent, caracterizat de funcțiuni variabile în timp $R(t)$, $L(t)$ $G(t)$ și $C(t)$. Din punctul de vedere al schemelor echivalente cu parametri constanți, problema consistă în determinarea unei rețele electrice cu elemente pasive, liniare și filiforme, caracterizate de parametri constanți R_k, L_k avînd două borne prin care intră și iese curentul $i(t)$ și tensiunea este $U_g(t)$ (fig. 1b).

2. Calculul impedanței operaționale și densității de curent la excitație treaptă de tensiune și treaptă de curent

2.1. *Ecuațiile operaționale ale efectului pelicular în conductorul circular.* Într-un sistem de coordonate cilindrice (r, φ, z) cu axa oz în axa cilindrului (fig. 1c) intensitatea tranzitorie a cîmpului electric $E(r, t)$ în interiorul conductorului, este orientată axial și este soluție a ecuației difuziei

$$\frac{\partial^2 E(r,t)}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial E(r,t)}{\partial r} = \mu_i \sigma \frac{\partial E(r,t)}{\partial t}. \quad (5)$$

Notînd cu $E(r,p) = \mathfrak{L}\{E(r,t)\}$ transformata Laplace a lui $E(r,t)$, — în condiții inițiale nule $E(r,o) = 0$, $(r < a)$ — ecuația (5) se transformă într-o ecuație de tip Helmholtz:

$$\frac{d^2 E(r,p)}{dr^2} + \frac{1}{r}\frac{dE(r,p)}{dr} = \mu_i \sigma p E(r,p) =$$

$$= \gamma^2 E(r,p);\ \gamma^2 = \mu_i \sigma p. \quad (6)$$

Soluția ecuației (6) este:

$$E(r,p) = AI_0(\gamma r), \quad (7)$$

în care A este o constantă și $I_n(z)$ este funcțiunea modificată a lui Bessel de prima speță și ordin n.

Transformata Laplace a cîmpului magnetic $H(r,p) = \mathfrak{L}\{H(r,t)\}$ se calculează cu ajutorul ecuației rot $E(r,p) = p\mu_i H(r,p)$, și are expresia

$$H(r,p) = \frac{A\gamma}{\mu_i p} I_1(\gamma r). \quad (8)$$

Din formula cîmpului magnetic pe suprafața cilindrului, $H(a,p)$, se obține transformata Laplace a curentului $I(p) = \mathfrak{L}\{i(t)\}$,

$$I(p) = 2\pi a H(a,p) = \frac{2\pi A \gamma a}{p\mu_i} I_1(\gamma a) \quad (9)$$

(9)

și se deduce valoarea constantei A:

$$A = \frac{\mu_i p I(p)}{2\pi a \gamma I_1(\gamma a)}. \quad (10)$$

Multiplicînd cu l formula (7) în care s-a înlocuit A cu valoarea din (10), se obține, pentru $r = a$, transformata Laplace $U_g(p) = \mathfrak{L}\{U_g(t)\}$ a tensiunii calculate în lungul unei generatoare a cilindrului:

$$U_g(p) = \frac{\gamma l}{2\pi a \sigma} \frac{I_0(\gamma a)}{I_1(\gamma a)}. \quad (11)$$

2.2. *Calculul impedanței operaționale interioare $Z_i(p)$ a cilindrului.* Din ecuațiile (11), făcînd raportul $U_g(p)/I(p)$, rezultă impedanța operațională interioară $Z_i(p)$ a cilindrului:

$$Z_i(p) = \frac{\gamma l}{2\pi a \sigma} \frac{I_0(\gamma a)}{I_1(\gamma a)}. \quad (12)$$

E important de menționat pentru cele ce urmează, că pentru definirea impedanței $Z_i(p)$ nu e necesar să se cunoască modul de excitație a curentului în conductor, care poate fi treaptă, sinusoidal în timp etc. Pentru $p = j\omega$ se regăsește formula cunoscută a impedanței complexe interioare $Z_i(j\omega)$, [21]:

$$Z_i(j\omega) = \frac{\gamma_0 l}{2\pi a \sigma}, \frac{I_0^2(\gamma_0 a)}{I_1(\gamma_0 a)}. \quad \gamma_0^2 = j\omega\mu_i\sigma, \quad (13)$$

în care ω este pulsația și $j = \sqrt{-1}$.

2.3. *Calculul intensităților cîmpurilor electric* $E_U(r, t)$ *și magnetic* $H_U(r, t)$ *la excitație treaptă de tensiune (de cîmp electric)* $U_0\gamma(t)$. Se consideră că la $t = 0$, se aplică brusc tensiunea rectangulară $U_0\gamma(t) = E_0 l\gamma(t)$, în care E_0 este intensitatea constantă a cîmpului electric aplicat la suprafața cilindrului și $\gamma(t)$ este funcțiunea treaptă a lui Heaviside.

Din (7) rezultă valoarea constantei A:

$$A = \frac{E_0}{p\, I_0(\gamma a)} \tag{13bis}$$

și din (8) se obține pentru $E_U(r, p)$ expresia:

$$E_U(r,p) = \frac{E_0}{p}\frac{I_0(\gamma r)}{I_0(\gamma a)} = \frac{U_0}{pl}\frac{I_0(\gamma r)}{I_0(\gamma a)}, \tag{14}$$

Luînd transformata inversă a lui $E_U(r, p)$ se determină intensitatea tranzitorie a cîmpului electric $E_U(r, t)$ și densitatea tranzitorie a curentului $J_U(r, t)$:

$$E_U(r,t) = E_0\left[1 - \sum_1^\infty \frac{2J_0\left(\beta_k \frac{r}{a}\right)}{\beta_k J_1(\beta_k)} e^{-t/T_k}\right] \tag{15}$$

$$J_U(r,t) = \sigma E_U(r,t),$$

în care: $J_n(z)$ este funcția lui Bessel de prima speță și ordin n, iar β_k e rădăcina de ordin k a ecuației:

$$J_0(\beta) = 0; \tag{16}$$

$T_{kU} = T_k$ este constanta de timp de ordin k și T_0 este constanta interioară de timp a cilindrului, definite de relațiile:

$$T_{kU} = T_k = \frac{T_0}{\beta_k^2}; \quad T_0 = \mu_i \sigma a^2. \tag{17}$$

Intensitatea cîmpului magnetic $H_U(r,t)$ se calculează cu oricare din ecuațiile lui Maxwell din (15) și se obține:

$$H_U(r,t) = \frac{I_0}{2\pi a}\left[\frac{r}{a} - \sum_1^\infty \frac{4J_1\left(\beta_k \frac{r}{a}\right)}{\beta_k^2 J_1(\beta_k)} e^{-t/T_k}\right]. \tag{18}$$

în care s-a notat cu $I_0 = \pi a^2 \sigma E_0 = \pi a^2 J_0$ — intensitatea curentului în regim staționar. Din formula cîmpului magnetic pe suprafața cilindrului, $H_U(a,t)$, se deduce intensitatea curentului tranzitoriu $i(t)$:

$$i(t) = I_0\left[1 - \sum_1^\infty \frac{4}{\beta_k^2} e^{-t/T_k}\right]. \tag{19}$$

Ținînd cont de relația [19]:

$$\sum_1^\infty \frac{4}{\beta_k^2} = 1, \tag{20}$$

formula (19) se mai poate scrie sub forma:

$$i(t) = \sum_1^\infty \frac{4I_0}{\beta_k^2}(1 - e^{-t/T_k}) = \sum_1^\infty i_k(t), \tag{21}$$

în care s-a notat:

$$i_k(t) = \frac{4I_0}{\beta_k^2}(1 - e^{-t/T_k}). \tag{22}$$

Formula (15) a fost utilizată în lucrarea [12] pentru definirea rezistenței tranzitorii $R_{Ue}(t)$ (2).

2.4. *Calculul intensităților cîmpurilor electrice* $E_I(r,t)$ *și magnetic* $H_I(r,t)$ *la excitație treaptă de curent* $I_0\gamma(t)$. Se consideră că la $t = 0$, se injectează curentul treaptă $I_0\gamma(t)$. Înlocuind în (10) $I(p) = \frac{I_0}{p}$, rezultă următoarea valoare a constantei A:

$$A = \frac{\mu_i I_0}{2\pi a \gamma I_1(\gamma a)}, \tag{23}$$

și din (7) se deduce expresia lui $E_I(r, p)$:

$$E_I(r,p) = \frac{\mu_i I_0}{2\pi a\gamma}\frac{I_0(\gamma r)}{I_1(\gamma a)}. \tag{24}$$

Luînd transformata inversă a lui $E_I(r, p)$ se obține $E_I(r,t)$ și deci $J_I(r,t)$:

$$E_I(r,t) = \frac{I_0}{\pi a^2 \sigma}\left[1 + \sum_1^\infty \frac{J_0\left(\eta_k \frac{r}{a}\right)}{J_0(\eta_k)} e^{-t/T_{kI}}\right];$$

$$J_I(r,t) = \sigma E_I(r,t) \tag{25}$$

în care η_k este rădăcina de ordin k a ecuației:

$$J_1(\eta) = 0 \tag{26}$$

și s-a notat cu T_{kI} constanta de timp de ordin k:

$$T_{kI} = \frac{T_0}{\eta_k^2}. \tag{27}$$

Pentru intensitatea cîmpului magnetic $H_I(r,t)$ se deduce expresia:

$$H_I(r,t) = \frac{I_0}{2\pi a}\left[\frac{r}{a} + \sum_1^\infty \frac{2J_1\left(\eta_k \frac{2}{a}\right)}{\eta_k J_0(\eta_k)} e^{-t/T_{kI}}\right], \tag{28}$$

iar din formula cîmpului magnetic pe suprafața conductorului $H_I(a,t)$ se calculează curentul $i(t)$:

$$i(t) = 2\pi a\, H(a,t) = I_0. \tag{29}$$

Cum era de așteptat, curentul rezultă constant.

Formulele (25) și (28) au fost stabilite de Miller [11] și utilizate pentru calculul rezistenței tranzitorii $R_{Ie}(t)$, (1) și inductanței tranzitorii $L_{Ie}(t)$.

3. Determinarea schemelor echivalente prin sinteza impedanței operaționale

În conformitate cu metoda schemelor echivalente, impedanța operațională a cilindrului circular $Z_i(p)$, este impedanța echivalentă a unor rețele ale căror elemente sînt caracterizate de parametri constanți R_k, L_k, univoc determinați și fizic realizabili pentru fiecare conexiune. Se pot determina două conexiuni rezultînd : o rețea lanț infinit și o rețea cu o infinitate de elemente în paralel.

3.1. *Schema echivalentă cu conexiune lanț, L.* Dezvoltarea în fracție continuă a raportului $J_{n-1}(z)/J_n(z)$ a fost dată de Hurwitz [19] :

$$\frac{J_{n-1}(z)}{J_n(z)} = 2nz^{-1} - \cfrac{1}{2(n+1)z^{-1} - \cfrac{1}{2(n+2)z^{-1} - \cfrac{1}{2(n+3)z^{-1} - \ddots - \cfrac{1}{2(n+s)z^{-1} - \ddots}}}}$$

sau utilizînd notația obișnuită pentru fracții continue,

$$\frac{J_{n-1}(z)}{J_n(z)} = 2nz^{-1} - \frac{1}{|2(n+1)z^{-1}} - \frac{1}{|2(n+2)z^{-1}} - \frac{1}{|2(n+3)z^{-1}} \cdots - \frac{1}{|2(n+s)z^{-1}} \cdots \quad (30)$$

Înlocuind z cu jx și ținînd cont de relația $J_n(jx) = j^n I_n(x)$ se obține următoarea dezvoltare în fracție continuă pentru funcțiunile modificate ale lui Bessel (necunoscută în literatură),

$$\frac{I_{n-1}(x)}{I_n(x)} = 2nx^{-1} + \frac{1}{|2(n+1)x^{-1}} + \frac{1}{|2(n+2)x^{-1}} + \frac{1}{|2(n+3)x^{-1}} \cdots + \frac{1}{|2(n+s)x^{-1}} \cdots \quad (31)$$

Multiplicînd cu $\frac{\gamma l}{2\pi a \sigma}$ ambii membri ai formulei (31) în care se ia $n = 1$ și $x = \gamma a$ și ținînd cont de (12) se obține :

$$Z_i(p) = \frac{l}{\pi a^2 \sigma} + \frac{1}{|8\pi(\mu_i l p)^{-1}} + \frac{1}{|l(3\pi a^2 \sigma)^{-1}} + \frac{1}{|8\pi(2\mu_i l p)^{-1}} + \frac{1}{|l(5\pi a^2 \sigma)^{-1}} + \frac{1}{|8\pi(3\mu_i l p)^{-1}} + \frac{1}{|l(7\pi a^2 \sigma)^{-1}} + \cdots \quad (32)$$

Deoarece $R_0 = \frac{l}{\pi a^2 \sigma}$, $L_{0i} = \frac{\mu_i l}{8\pi}$ (33)

sînt rezistența și inductivitatea interioară ale cilindrului definite în curent continuu, formula (32) se transformă astfel :

$$Z_i(p) = R_0 + \frac{1}{|1/p\,L_{0i}} + \frac{1}{|3\,R_0} + \frac{1}{|2/p\,L_{0i}} + \frac{1}{|5R_0} + \frac{1}{|3/p\,L_{0i}} \cdots + \frac{1}{|(2n-1)\,R_0} + \frac{1}{|n/p\,L_{0i}} + \frac{1}{|(2n+1)R_0} + \cdots \quad (34)$$

Membrul din dreapta al formulei (34) reprezintă însă impedanța echivalentă a unui lanț infinit de cuadripoli în $\urcorner$ (fig. 2a) avînd longitudinal rezistențele $(2n-1)\,R_0$ și transversal inductanțele L_{0i}/n. Cuadripolul generator $\urcorner$ (fig. 2b) este inductiv, nesimetric cu elemente fizic realizabile. În tabela 1 sînt calculați parametrii echivalenți ai cuadripolului generator și ai lanțului de cuadripoli.

3.2. *Schema echivalentă cu conexiune paralel, P.* Funcțiunea $J_n(z)$ se poate exprima sub forma unui produs de factori de tip Weierstrass [19],

$$J_n(z) = \frac{\left(\frac{1}{2}z\right)^n}{\Gamma(n+1)} \prod_{s=1}^{\infty} \left(1 - \frac{z^2}{\beta_{s,n}^2}\right) \quad (35)$$

în care $\beta_{s,n}$ sînt rădăcinile de ordin s ale ecuației $J_n(\beta_n) = 0$, iar Γ este funcțiunea gamma. Înlocuind în formula (35) z cu jx se obține următoarea formulă pentru funcțiunea modificată a lui Bessel $I_{n(z)}$ (necunoscută în literatură),

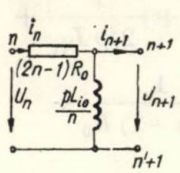
$$I_n(x) = \frac{\left(\frac{1}{2}x\right)^n}{\Gamma(n+1)} \prod_{s=1}^{\infty} \left(1 + \frac{x^2}{\beta_{s,n}^2}\right). \quad (36)$$

Luînd $n = 0$, $x = \gamma a$ și derivînd în raport cu γ, ținînd cont că $I_0'(x) = I_1(x)$ se obține :

$$I_1(\gamma a) = 2\gamma a \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{\beta_k^2} \prod_{\substack{s=1 \\ s \neq k}}^{\infty} \left(1 + \frac{\gamma^2 a^2}{\beta_s^2}\right). \quad (37)$$

în care pentru simplificarea notației, s-a luat $\beta_{s,0} = \beta_s$ (adică rădăcinile ecuației (16)).

Tabela 1

Cuadripol	Matricea impedanțelor	Matricea admitanțelor	Matricea de transfer
Elementul Γ_n 	$Z_n(p) = \begin{bmatrix} (2n-1)R_0 + \frac{1}{n}pL_{i0} & \frac{1}{n}pL_{i0} \\ \frac{1}{n}pL_{i0} & \frac{1}{n}pL_{i0} \end{bmatrix}$	$[Y_n(p)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{(2n-1)R_0} & -\frac{1}{(2n-1)R_0} \\ -\frac{1}{(2n-1)R_0} & \frac{1}{(2n-1)R_0} + \frac{n}{pL_{i0}} \end{bmatrix}$	$[T_n(p)] = \begin{bmatrix} 1 & -(2n-1)R_0 - \frac{n}{pL_{i0}} \\ 0 & 1 + \frac{n(2n-1)R_0}{pL_{i0}} \end{bmatrix}$
Lanț de cuadripoli	–	–	$[T(p)] = \prod_{1}^{\infty} [T_n(p)]$

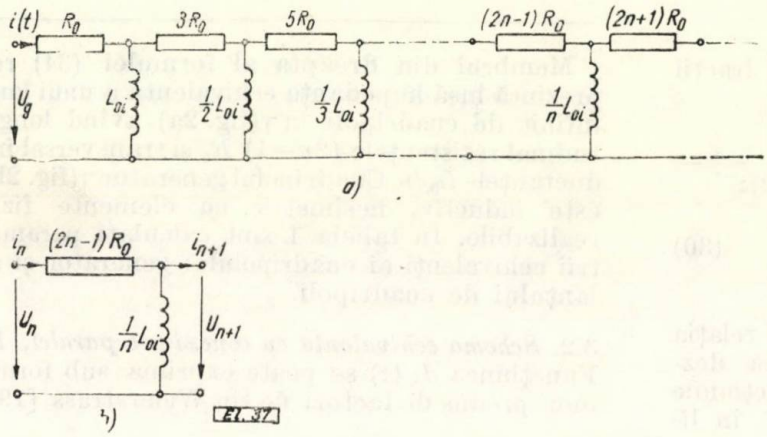


Fig. 2

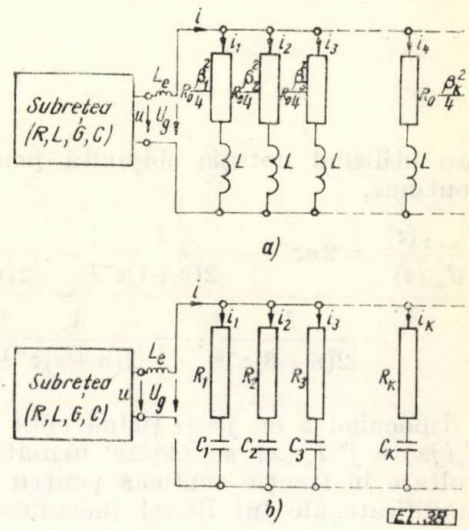


Fig. 3

Introducînd expresiile lui $I_0(\gamma a)$ și $I_1(\gamma a)$ din (36) și (37) în (12) se obține, după cîteva transformări simple:

$$Z_i(p) = \frac{l}{4\pi a^2 \sigma} \frac{\prod_{s=1}^{\infty}\left(1+\frac{\gamma^2 a^2}{\beta_1^2}\right)}{\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{\beta_k^2}\prod_{\substack{s=1\\ s\neq k}}^{\infty}\left(1+\frac{\gamma^2 a^2}{\beta_s^2}\right)} =$$

$$= \frac{1}{\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{\frac{\beta_k^2}{4}\frac{l}{4\pi a^2\sigma} + 2p\frac{\mu_i l}{8\pi}}}.$$

Ținînd cont de (33) și notînd:

$$R_k = R_0\frac{\beta_k^2}{4}; \qquad L = 2L_{0i}, \tag{38}$$

formula precedentă se transformă astfel:

$$Z_i(p) = \frac{1}{\sum\frac{1}{R_k + pL}}. \tag{39}$$

Membrul din dreapta al expresiei (39) reprezintă impedanța operațională echivalentă a unui număr infinit de elemente inductive conectate în paralel avînd valorile constante ale rezistențelor R_k și inductanțelor L (38), (fig. 3a). Inductanțele L ale elementelor schemei sînt constante și de două ori mai mari decît inductanța interioară a cilindrului L_{0i}. Rezistențele R_k proporționale cu rezistența de curent continuu a cilindrului R_0, cresc odată cu ordinul k al rădăcinilor β_k, asigurînd astfel convergența schemei:

$$\lim_{k\to\infty} R_k = \infty. \tag{40}$$

Constanta de timp a elementului de ordin k egală cu raportul L/R_k, rezultă egală cu constanta de timp de ordin k, T_k (17) definită pentru excitația treaptă de tensiune:

$$T_k = \frac{L}{R_k} = \frac{T_0}{\beta_k^2}. \qquad (41)$$

În tabela 2 s-au calculat primele 40 rezistențe relative R_k/R_0 și constantele relative de timp $\tau_k = T_n/T_0$, utilizînd valorile rădăcinilor β_k din cartea lui Jahnke și Emde [24].

Observație. Schema paralel poate fi dedusă direct din expresia curentului $i(t)$, (19), în care modul de excitație este treaptă de tensiune. Ecuația (19) se interpretează ca fiind prima ecuație a lui Kirchhoff aplicată la bornele unei infinități de dipoli conectați în paralel caracterizați de rezistențele R_k și constantele de timp T_k. Pentru parametrul reactiv al dipolului inductiv rezultă expresia inductanței L (38). Pentru dipolul capacitiv ar rezulta următoarea expresie a capacității C_k (fig. 3b):

$$C_k = \frac{T_k}{R_k}.$$

Deoarece numai cu schema cu dipoli inductivi se pot studia toate regimurile tranzitorii sau permanente, schema cu dipoli capacitivi nu are sens.

În figurile 2 și 3 s-a introdus, în serie cu subrețelele L și P inductanța exterioară a cilindrului L_e.

4. Studiul efectului pelicular în conductorul cilindric circular, cu ajutorul regimurilor electrocinetice tranzitorii pe modelul schemelor echivalente

În schema bloc din figura 1a, conductorul C în care are loc efectul pelicular tranzitoriu, poate fi înlocuit, fie cu schema lanț (fig. 2a), fie cu schema paralel (fig. 3a). În acest fel întreaga rețea conține numai elemente caracterizate prin parametri constanți.

4.1. *Cilindrul circular în regim staționar sub tensiune continuă* U_0. În regim staționar, tensiunea constantă U_0 stabilește curentul continu $I_0 = U_0/R_0$. Schema lanț se reduce numai la primul element R_0 (fig. 4a) iar schema paralel se compune dintr-o infinitate de re-

Tabela 2

k	β_k	$\frac{R_k}{R_0}$	τ_k	$\frac{R_{ek}}{R_0}$	k	β_k	$\frac{R_k}{R_0}$	τ_k	$\frac{R_{ek}}{R_0}$
1	2,4048	1,4458	0,1729	1,4457	21	65,1900	1062,4340	0,0003	1,0198
2	5,5201	7,6179	0,0328	1,2151	22	68,3315	1167,2985	0,0003	1,0188
3	8,6537	18,7216	0,0134	1,1410	23	71,4730	1277,0974	0,0002	1,0180
4	11,7915	34,7599	0,0718	1,1049	24	74,6145	1391,8310	0,0002	1,0173
5	14,9309	55,7329	0,0045	0,0834	25	77,7560	1511,4989	0,0002	1,0166
6	18,0711	81,6412	0,0031	1,0693	26	80,8976	1636,1054	0,0002	1,0160
7	21,2116	112,4830	0,0022	1,0592	27	84,0391	1765,6426	0,0001	1,0153
8	24,3525	148,2611	0,0017	1,0517	28	87,1806	1900,1143	0,0001	1,0148
9	27,4935	188,9731	0,0013	1,0459	29	90,3222	2039,5250	0,0001	1,0143
10	30,6346	234,6197	0,0011	1,0413	30	93,4637	2183,8658	0,0001	1,0138
11	33,7758	285,2012	0,0009	1,0376	31	96,6053	2333,1460	0,0001	1,0134
12	36,9171	340,7181	0,0007	1,0344	32	99,7468	2487,3560	0,0001	1,0130
13	40,0584	401,1689	0,0006	1,0312	33	102,8884	2646,5057	0,0001	1,0126
14	43,1998	466,5557	0,0005	1,0295	34	106,0299	2810,5849	0,0001	1,0121
15	46,3412	536,8767	0,0005	1,0275	35	109,1715	2979,6041	0,0001	1,0118
16	49,4826	612,1319	0,0004	1,0259	36	112,3131	3153,5581	0,0001	1,0115
17	52,6421	692,7977	0,0004	1,0244	37	115,4546	3332,4412	0,0001	1,0112
18	55,7655	777,4777	0,0003	1,0230	38	118,5962	3516,2647	0,0001	1,0109
19	58,9070	867,5087	0,0003	1,0218	39	121,7377	3705,0169	0,0001	1,0106
20	62,0485	962,5041	0,0003	1,0207	40	124,8793	3898,7099	0,0001	1,0103

zistențe R_k în paralel (fig. 4b). Curenții în elementele k ale schemei paralel au expresiile:

$$I_{k0} = \frac{U_0}{R_k} = I_0 \frac{4}{\beta_k^2}. \quad (42)$$

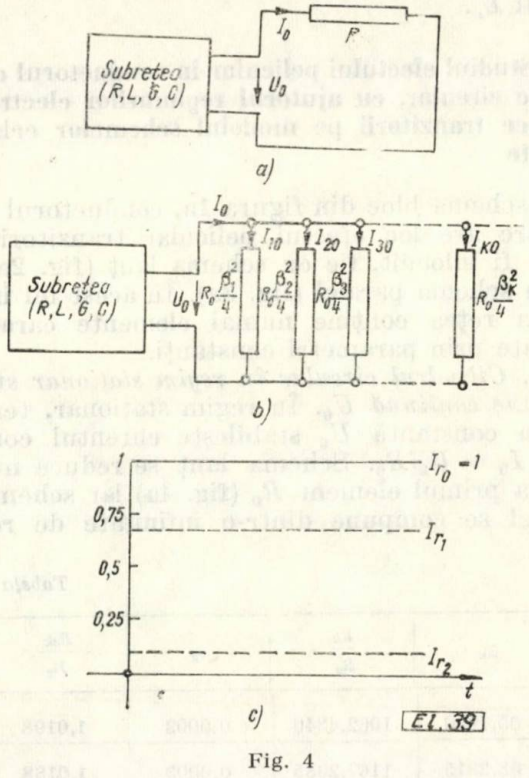


Fig. 4

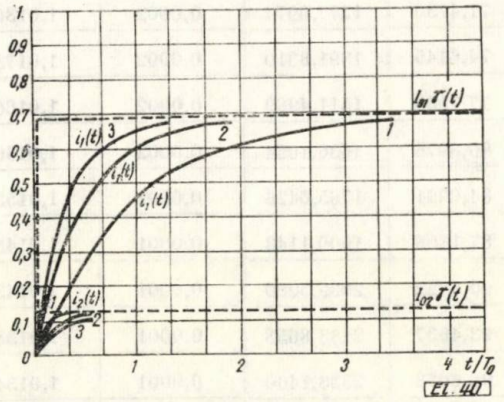


Fig. 5

Ținînd cont de relația (20), se verifică ecuația I-a a lui Kirchhoff,

$$I_0 = \sum_1^\infty I_{k0}. \quad (43)$$

4.2. *Cilindrul sub treaptă de tensiune* $U_0\gamma(t)$. Pentru schema paralel, intensitatea $i_k(t)$ a curentului prin elementul k are expresia:

$$i_k(t) = I_{k0}(1 - e^{-t/T_k}); \quad I_{k0} = I_0 \frac{4}{\beta_k^2} = \frac{U_0}{R_k}. \quad (44)$$

identică cu (22). Pentru intensitatea totală a curentului $i(t)$ se regăsește formula (19). Se confirmă în acest fel că efectul pelicular tranzitoriu în cilindrul circular la excitație treaptă de tensiune se poate studia cu schema echivalentă paralel. În figura 5 s-au trasat cu linii pline, curenții i_1 și i_2 prin primele două elemente ale schemei paralel pentru trei valori ale timpului interior: $5\,T_0$, $5T_0/2$, $5T_0/3$. Se observă că odată cu reducerea constantei interioare, curenții $i_1(t)$ și $i_2(t)$ tind către curenții treaptă $I_{10}\,\gamma(t)$, $I_{20}\,\gamma(t)$ reprezentați prin linii întrerupte.

4.3. *Cilindrul sub tensiune sinusoidală* $U(t) = \sqrt{2}\,U_0 \sin \omega t\gamma(t)$. Intensitatea tranzitorie a curentului $i_k(t)$ prin elementul k al schemei paralel este egală cu suma componentelor liberă $i_k^{(l)}(t)$ și permanentă $i_k^{(p)}(t)$.

$$i_k(t) = i_k^{(l)} + i_k^{(p)} = \sqrt{2}\,\frac{U_0}{\sqrt{R_k^2 + L^2\omega^2}} \sin \varphi_k\, e^{-t/T_k} +$$

$$+ \sqrt{2}\,\frac{U_0}{\sqrt{R_k^2 + L^2\omega^2}} \sin(\omega t - \varphi_k) = \sqrt{2}\,I_{k0}\frac{\omega T_k}{1+\omega^2 T_k^2} e^{-t/T_k} +$$

$$+ \sqrt{2}\,I_{k0}\,\frac{1}{\sqrt{1+\omega^2 T_k^2}} \sin \omega t - \varphi_k);$$

$$\varphi_k = \operatorname{arctg}\frac{L\omega}{R_k}.$$

Curentul total $i(t)$ este egal cu suma componentelor liberă $i^{(l)}(t)$ și permanentă $i^{(p)}(t)$,

$$i(t) = i^{(l)}(t) + i^{(p)}(t) = \sqrt{2}\sum I_{k0}\frac{\omega T_k}{1+\omega^2 T_k^2} e^{-t/T_k} +$$

$$+ \sqrt{2}\sum_{k=1}^{\infty} I_{k0}\,\frac{1}{\sqrt{1+\omega^2 T_k^2}} \sin(\omega t_k - \varphi_k). \quad (45)$$

Impedanța complexă Z_k a elementului k este dată de formula

$$Z_k = R_k + jL\omega,$$

iar impedanța echivalentă Z_i a schemei paralel are expresia

$$Z_i = \frac{1}{\sum_1^\infty 1/Z_k},$$

identică cu formula impedanței complexe interioare a conductorului cilindric circular (13). La frecvențe joase reținînd în schemă numai rezistențele R_k și reactanțele $L\omega$ numai în primele două elemente, — se regăsesc formulele lui Dwight [20], ale rezistenței și inductanței în alternativ la efect pelicular slab; analog la efect pelicular intens, se obțin formulele lui Kelvin — Sommerfeld [21].

Notînd cu U tensiunea complexă, curentul complex relativ I_k/I_0 are expresia:

$$\frac{I_k}{I_0} = \frac{1}{\frac{\beta_k^2}{4} + jT_k}. \tag{46}$$

Diagrama loc geometric a fazorilor $I_{kr} = I_k/I_0$, reprezentată în figura 6, este un semicerc

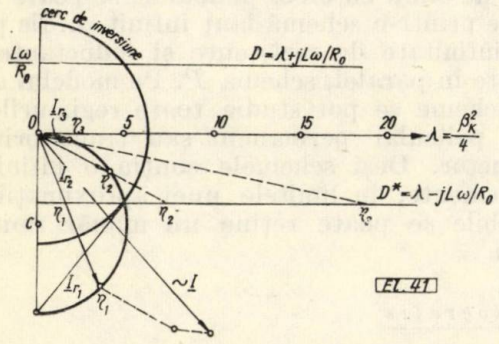


Fig. 6

ce trece prin origine și are centrul pe axa imaginară. Semicercul e gradat în valori $\beta_k^2/4$. Pe grafic, curentul total relativ s-a aproximat prin suma primilor doi curenți.

Impedanța $Z_k = \sqrt{R_k^2 + L^2\omega^2}$ se poate exprima în funcție de adîncimea de pătrundere a cîmpului electromagnetic δ

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\mu_i \omega \sigma}}, \tag{47}$$

după cum urmează:

$$Z_k = R_0 \sqrt{\frac{\beta_k^4}{16} + \left(\frac{a^2}{2\delta^2}\right)}. \tag{48}$$

În tabela 3 s-au calculat componentele active I_{kw} și reactive I_{kdw} ale curenților I_k, raportate la curentul I_0, pentru $a^2/2\delta^2 = 1$. Se observă că în elementul 5, componenta I_{5dw} este sub 1% din I_{1dw}, iar în elementul 8 componenta I_{8w} este sub 1,5% din I_{1w}. Deoarece raportul $a^2/2\delta^2 = 1$ corespunde frecvențelor joase urmează că în schema paralel se pot reține numai primele 6~8 elemente.

4.4. *Cilindrul la excitație treaptă de curent.* Conform ipotezei lui Miller [11] și cum rezultă și din formula (29), pe toată durata pătrunderii curentului în conductor, acesta rămîne constant în timp.

Efectului pelicular tranzitoriu la injecție treaptă $I_0\gamma(t)$ în conductorul cilindric, ar urma să-i corespundă în schema paralel un regim electrocinetic în care curentul constant I_0 se divide în curenții variabili în timp $i_k(t)$ prin elementele k.

Tabela 3

k	I_{kw}/I_0	I_{kdw}/I_0	k	I_{kw}/I_0	I_{kdw}/I_0
1	0,4678	0,3236	16	0,0016	—
2	0,1290	0,0169	17	0,0014	—
3	0,0533	0,0028	18	0,0013	—
4	0,0287	0,0008	19	0,0012	—
5	0,0179	0,0003	20	0,0010	—
6	0,0122	0,0002	21	0,0009	—
7	0,0089	0,0001	22	0,0009	—
8	0,0067	—	23	0,0008	—
9	0,0053	—	24	0,0007	—
10	0,0043	—	25	0,0007	—
11	0,0035	—	26	0,0006	—
12	0,0029	—	27	0,0006	—
13	0,0025	—	28	0,0005	—
14	0,0021	—	29	0,0004	—
15	0,0019	—	30	0,0003	—

În conformitate cu formulele (42)—(43), curentul total I_0 se menține constant numai divizîndu-se în curenții constanți I_{k0}. În acest caz însă, schema paralel are forma din figura 4b, conținînd numai rezistențele R_k; regimul electrocinetic nu e tranzitoriu ci staționar și densitatea de curent rezultă constantă. În figura 5 și în formula (44) curenții $i_k(t)$ și $i(t)$ devin funcțiunile treaptă $I_{k0}\gamma(t)$ și $I_0\gamma(t)$ numai dacă $I_0 \to 0$. Anulînd constanta interioară de timp T_0 în formula (25) urmează că densitatea de curent J_I este constantă. Injecția constantă de curent este prin urmare un regim limită de răspuns a cilindrului circular, regim în care difuzia curentului este instantanee și densitatea de curent se stabilește brusc la valoarea constantă a regimului staționar.

Conceptul de treaptă de curent utilizat ca mod de excitație în conductorul cilindric în care are loc efect pelicular tranzitoriu, — reprezintă răspunsul ideal cînd timpul de răspuns e nul și pătrunderea curentului e instantanee.

În limbajul teoriei sistemelor — numai în regimurile permanente atît curentul cît și tensiunea pot fi atît mărimi de intrare — (excitații) cît și de ieșire (răspunsuri). În regim tranzitoriu, în elementele de cîmp cu efect pelicular la curent de aducție numai tensiunea (mai precis cîmpul electric) e mărime de intrare, curentul (mai precis cîmpul magnetic) fiind mărime de ieșire.

5. Calculul timpului de răspuns tranzitoriu a cilindrului circular

Timpul de răspuns tranzitoriu τ_0 a unei mărimi de difuzie $y(t)$ se definește prin formula [14], [22]:

$$\tau_0 = \frac{\int_0^\infty [y(t) - y(\infty)]\, dt}{|y(0) - y(\infty)|}, \qquad (49)$$

în acord cu recomandările Comitetului Electrotehnic Internațional [23]. Înlocuind în (49) $y(t)$ cu curentul $i(t)$, (44) și ținînd cont de relația (20) și de următoarea [19]

$$\sum_1^\infty \frac{1}{\beta_k^4} = \frac{1}{32}, \qquad (50)$$

se obține timpul de răspuns sau constanta de timp a curentului τ_0,

$$\tau_0 = T_0 \frac{\sum_1^\infty \beta_k^{-4}}{\sum_1^\infty \beta_k^{-2}} = \frac{T_0}{8} = \frac{L_{i0}}{R_0}. \qquad (51)$$

Urmează că timpul de răspuns al curentului este chiar constanta interioară de timp a cilindrului. Din punctul de vedere al constantei de timp, curentul tranzitoriu $i(t)$ în cilindru cu efect pelicular (44), este echivalent cu curentul $i_0(t)$ prin elementul R_0, L_{0i} (fig. 7).

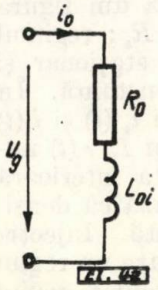


Fig. 7

$$i_0(t) = I_0(1 - e^{-t/\tau_0}). \qquad (52)$$

6. Cu privire la interpretarea parametrilor tranzitorii pe schemele echivalente

Din analiza formulelor parametrilor tranzitorii (1)—(4) pe modelul schemelor echivalente rezultă următoarele:

— parametrii tranzitorii definiți pentru injecția constantă de curent (formulele (1), (3) și (4) nu pot fi interpretați pe modelul schemelor echivalente.

— formula (2) se poate interpreta ca mărime pătratică la excitație treaptă de tensiune pe oricare din schemele L sau P.

Domeniul de utilizare a rezistenței tranzitorii $R_{tr}(t)/R_0$ (2) este însă limitat la calculul puterii instantanee și căldurii disipate în cilindrul circular cu efect pelicular. Ea nu poate fi introdusă în ecuațiile lui Kirchhoff și nici în calculul constantei de timp a uneii linii de transmisie pentru studiul atenuării, așa cum se procedează în lucrarea [12] (formula (51) pag. 460).

Concluzii

Conductorul cilindric circular considerat element de cîmp cu efect pelicular, se poate înlocui fie printr-o schemă lanț infinit, L, fie printr-o infinitate de rezistențe și inductanțe conectate în paralel, schema P. Pe modelul acestor scheme se pot studia toate regimurile de efect pelicular permanent sau tranzitoriu în conductor. Deși schemele conțin o infinitate de elemente, în limitele unei aproximații acceptabile se poate reține un număr finit de dipoli.

Bibliografie

[1] *Pleijel, H.* Vandringsvagor och deras formförändringer under fortplantingen utefter ledningar. În: Tekn. T. (E), vol. **48**, 1918, p. 129—150.

[2] *Moeller, F.* Abflachung steiler Wellenstirnen unter Berücksichtigung der Stromverdrängung im Leiter. În: Archiv für Elektrotechn. **15**, nr. 6, 1926, p. 547—573.

[3] *Jacottet, P.* Dämpfung und Verzerrung kurzer Sprungwellen durch Stromverdr ngung im Erdreich. Wiss. Veröffentl. În: Siemens Werke **10**, 42, 1931.

[4] *Jacottet, P.* Einfluss der Stromverdrőngung auf die Stirnform von Sprungwellen. Wiss. Veröffentl. În: Siemens Werke **8**, 3, 1929, p. 54—74.

[5] *Răduleț, R.* Stirnabtlachung rechteckiger Wanderwellen auf Kraftűbertragungsleitungen. În: Bull, Math. Phys. Ec. Polytechn, Bukarest, **9**, 3, 1937, p. 95—105.

[6] *Hochrainer, A.* Die Spannungsverteillung in einer Transformatorenwicklung bei beliebiger Form der Stossspannung. În: ETZ—A **74**, 1955, p. 153—155.

[7] *Sunde, E.D.* Earth Conduction Effects in Transmission Systems. Princeton, N.J., Van Nostrand, 1948.

[8] *Hylten-Cavallius, N.* și *Gjerlov, P.* Distortion of traveling waves in high-voltage power llnes. În: ASEA Research, nr. 2, 1959, p. 147—180.

[9] *Udo, T.* The attenaution and distortion of short-tail traveling waves on overhead power transmission lines. În: IEEE Trans. vol. PAS—**84**, april 1965, p. 310—314.

[10] *Colombo, A.* ș.a. Determination of transient recovery voltages by means of transient network analysers. Presented at the IEEE Summer Power Meeting New Orleans July 10—15, 1966.

[11] *Miller, K.W.* Diffusion of electric current into rods, tubes and flat surfaces. În: AIEE., Trans. vol. **66**, 1947, p. 1496—1504.

[12] *Tuohy, J.E.* ș.a. Transient resistance of conductors. În: IEEE, Trans., vol. PAS—**87**, nr. 2, 1968, p. 455—462.

[13] *Avramescu, A.* Efectul pelicular tranzitoriu. În: Buletinul științific al Acad. R.P.R., Sect. 3, vol. **1**, 1952, p. 225—239.

[14] *Avramescu, A.* Eindringzeit des elektromagnetischen Felds und des Wärmefeldes in Leiter. În: ETZ—A, vol. **31**, nr. 4, 1970, p. 235—238.

[15] *Răduleț, R.* ș.a. Induction des parametres transitoires dans l'étude des circuits électriques. În: Rev. roum. sci. techn. électrotechn. et énerg. **11**, nr. 4, 1966, p. 565—639.

[16] *Timotin, A.* Sur l'integration des équations a paramètres transitoires du type exponentiel. În : Rev. roum. sci. techn. Electrotechnic et energ. **14**, nr. 4, 1969, p. 527—563.
[17] *Mocanu, C.I.* Contribuții la studiul parametrilor de timp ai fenomenelor de difuzie. În : Electrotehnica, **18**, nr. 10, 1970, p. 365—375.
[18] *Hortopan, V.* Contribuții la studiul comportării dinamice a dispozitivelor de măsură cu șunturi a curenților intenși cu variație rigidă. Teză doctorat, Institutul Politehnic București, 1970.
[19] *Watson, C.* Theory of Bessel Functions, Cambridge, 1948.
[20] *Dwight, H.B.* Skin Effect in Tubular and Flat Conductors. În : AIEE, Trans. vol. 37, 1918, p. 1379—1404.
[21] *Mocanu, C.I.* Bazele Electrotehnicii, vol. **III**, 1, Litografie Inst. Polit. București, 1969.
[22] *Mocanu, C.I.* Local time parameters of diffusion phenomena. În : Rev. roum. sci. techn. électrotechn. et energ., tom. **15**, nr. 3, 1970, p. 397—430.
[23] Comité Electrotechnique International (CEI) Publication 60 ; recomandation pour la technique des essais à haute tension, Genève, I.E.C., 1960.
[24] *Janke, E.* și *Emde, D.* Tafeln höherer Funktionen. Leipzig, Teubner, 1960.

Intrat în redacție la 25.XI.1970

Predeterminarea pe un calculator analogic a caracteristicilor mașinii sincrone cu poli înecați, alimentată de la un comutator electronic

RĂZVAN MĂGUREANU ȘI MARIANA NECULA* — București

CZ 621.313.32.042.12:621.314.63:681.335

În două articole anterioare [1], [2] s-a studiat în cadrul unor ipoteze simplificatoare funcționarea mașinii sincrone alimentată de la un comutator electronic (ondulor cu tiristoare comandat de un traductor de poziție montat pe axul rotorului). Caracteristicile tehnico-economice prezentate permit o largă utilizare a acestui gen de mașină în viitorul apropiat, justificînd necesitatea unor studii mai aprofundate cu ipoteze de calcul mai aproape de realitate [3], [4].

În cadrul acestor preocupări se înscrie lucrarea de față reprezentînd o contribuție suplimentară la predeterminarea caracteristicilor electromecanice ale mașinii sincrone cu poli înecați cu comutator electronic funcționînd în regim staționar.

Soluția optimă constructivă [1] o prezintă mașina sincronă cu poli înecați, conexiune stea, cu două înfășurări de excitație în cuadratură, una de lucru f_d și una de comandă f_q (fig. 1).

Mașina este alimentată printr-un ondulor cu tiristoare care produce la bornele mașinii între faze o tensiune în trepte de forma celei prezentate în figura 2b. Pentru o sarcină simetrică (cazul mașinii cu poli înecați) [5], tensiunea pe fază este reprezentată în figura 2c. Traductorul de poziție care comandă ondulatorul asigură în permanență o legătură rigidă în timp între rotor și tensiunea la borne. Trecerea prin zero a tensiunii pe fază se întîmplă totdeauna pentru o anumită poziție a axei d rotorice față de un reper fix statoric. De exemplu față de axa fazei A pentru un decalaj γ_p.

Predeterminarea caracteristicilor unei astfel de mașini a fost rezolvată în cadrul unor ipoteze simplificatoare mai largi în lucrările amintite [1], [2]. A fost luată în considerație numai prima armonică a tensiunii pe fază, ipoteză acceptabilă, atît datorită ponderii reduse a armonicelor superioare de tensiune, cît și faptului că numai armonica fundamentală produce cuplu util într-o mașină sincronă. În plus, mașina studiată a fost o mașină fără pierderi în fierul rotoric, fără bare de amortizare, o mașină destul de mult idealizată.

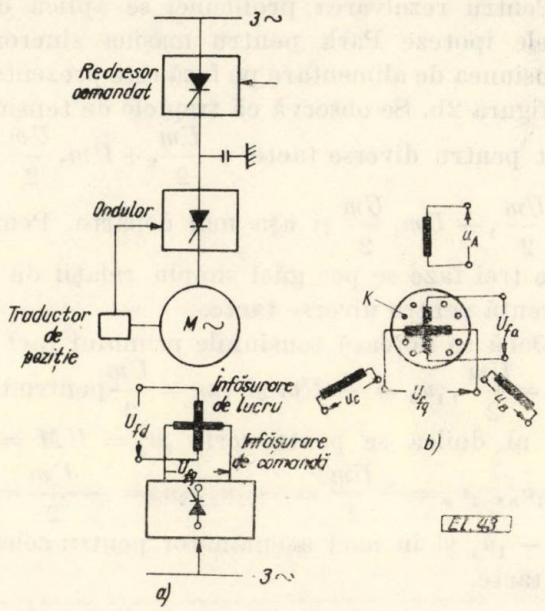


Fig. 1. Schema de principiu a mașinii cu comutator electronic.

Atunci cînd se utilizează însă o mașină sincronă cu rotor masiv sau eventual chiar cu bare de amortizare (soluție care se evită totuși datorită creșterii pierderilor), efectul armonicelor superioare începe să fie simțit și ele trebuie luate în considerare. Pentru determinarea mai exactă a curenților și a cuplurilor electromagnetice

* Dr. ing. *R. Măgureanu* este asistent la catedra de Mașini Electrice iar ing. *M. Necula* este șefă de lucrări la catedra de calculatoare, Institutul politehnic — București.

instantanee ce apar se pot utiliza următoarele două metode :

— descompunerea în serie Fourier a tensiunii pe fază și rezolvarea problemei pentru fiecare armonică în parte ;

— pentru tensiunile compuse din trepte (cazul de față) se pot utiliza direct ecuațiile lui Park pentru regimul tranzitoriu în ipoteza funcționării mașinii în regim staționar mecanic.

Prima metodă este utilizată în mod obișnuit pentru determinarea regimurilor de funcționare ale mașinilor de curent alternativ alimentate cu tensiune nesinusoidală.

Metoda a doua, sub altă formă, a fost utilizată în literatură pentru determinarea caracteristicilor mașinilor asincrone alimentate prin onduloare cu tiristoare [6].

Pentru mașina sincronă ea a fost introdusă de autor într-o lucrare anterioară [7] care se referă la motorul sincron reactiv fără pierderi în rotor. Ea este generalizată în articolul de față și aplicată la mașina sincronă cu poli înecați cu două înfășurări de excitație [8].

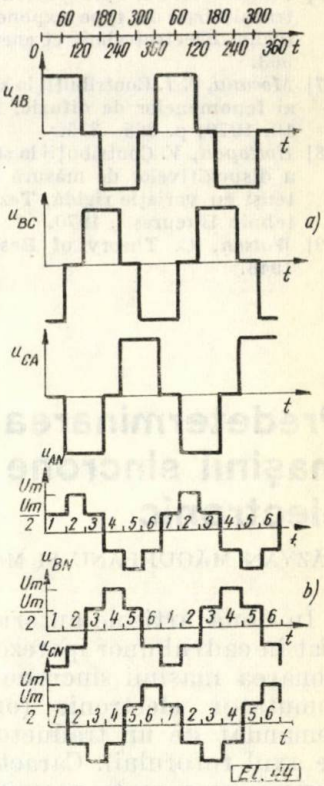


Fig. 2. Forma tensiunilor produse de ondulor :

Rezolvarea analitică a problemei

Pentru rezolvarea problemei se aplică clasicele ipoteze Park pentru mașina sincronă. Tensiunea de alimentare pe fază este prezentată în figura 2b. Se observă că treptele de tensiune sînt pentru diverse tacte $+\frac{Um}{2}, +Um, \frac{Um}{2}, -\frac{Um}{2}, -Um, \frac{Um}{2}$ și așa mai departe. Pentru cele trei faze se pot găsi simplu relații de recurență pentru diverse tacte.

Dacă se notează tensiunile primului tact cu ${}_1u_A = \frac{Um}{2}$, ${}_1u_B = -Um$ și ${}_1u_C = \frac{Um}{2}$ pentru tactul al doilea se poate scrie ${}_2u_A = UM = -{}_1u_B$, ${}_2u_B = -\frac{Um}{2} = -{}_1u_C$, ${}_2u_C = -\frac{Um}{2} = -{}_1u_A$ și în mod asemănător pentru celelalte tacte.

tact r	${}_ru_A$	${}_ru_B$	${}_ru_C$
1	${}_1u_A$	${}_1u_B$	${}_1u_C$
2	$-{}_1u_B$	$-{}_1u_C$	$-{}_1u_C$
3	${}_1u_C$	${}_1u_A$	${}_1u_B$
5	${}_1u_B$	${}_1u_C$	${}_1u_A$
6	$-{}_1u_C$	$-{}_1u_A$	$-{}_1u_B$

(1)

Pentru regimul mecanic staționar $\Omega = \text{const}$, ecuațiile lui Park pentru mașina sincronă cu poli înecați cu două înfășurări de excitație identice se pot scrie sub forma [9] :

u	d	q	fd	fq	kd	kq	i
u_d	$r + LD$	$-LD\gamma_1$	$-MD$	$+MD\gamma_1$	$-M_kD$	$+M_kD\gamma_1$	i_d
u_q	$LD\gamma_1$	$r + LD$	$-MD\gamma_1$	$-MD$	$-M_kD\gamma_1$	$-M_kD$	i_k
u_{fd}	$3/2\ MD$		$-r_f - L_fD$		$-M_{fk}D$		i_{fd}
u_{fq}		$3/2\ MD$		$-r_f - L_fD$		$-M_{fk}D$	i_{fq}
0	$3/2\ M_kD$		$-M_{fk}D$		$-r_k - L_kD$		i_{kd}
0		$3/2\ M_kD$		$-M_{fk}D$		$-r_k - L_kD$	i_{kq}

(2)

$$m = \frac{3}{2}(\psi_d i_q - \psi_q i_d)$$

și valoarea cuplului mediat:

$$M = \frac{3}{\pi}\int_0^{\pi/3} m \, \mathrm{d}(\Omega t),$$

unde:

$$\psi_d = Li_d + Mi_{fd}$$
$$\psi_q = Li_q + Mi_{fq},$$

unde:

u_d — reprezintă proiecția fazorului tensiunii de fază pe axa d;

u_q — proiecția fazorului tensiunii de fază pe axa q;

u_{fd} — tensiunea instantanee la bornele înfășurării de excitație pe axa d;

u_{fq} — tensiunea instantanee la bornele înfășurării de excitație pe axa q;

i_d — proiecția fazorului curentului statoric pe axa d;

i_q — proiecția fazorului curentului statoric pe axa q;

i_{fd} — curentul instantaneu din înfășurarea de excitație d;

i_{kd} — curentul instantaneu din înfășurarea kd;

i_{kq} — curentul instantaneu din înfășurarea kq;

$L = \frac{x}{\omega}$ — inductanța sincronă;

$M = \frac{x_m}{\omega}$ — inductanța mutuală dintre înfășurările de excitație și stator;

$M_k = \frac{x_{mk}}{\omega}$ — inductanța mutuală dintre înfășurările k și stator;

r — rezistența înfășurării statorice;

r_f — rezistența înfășurării de excitație;

$L_f = \frac{x_f}{\omega}$ — inductanța proprie a înfășurării de excitație;

$M_{fk} = \frac{x_{fk}}{\omega}$ — inductanța mutuală a înfășurării de excitație cu cea a înfășurării „k”;

m — cuplul electromagnetic instantaneu;

ψ_d, ψ_q — proiecția fluxului rezultant pe axa „d”, „q”;

M — cuplul electromagnetic mediat;

$D = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} = \omega \cdot \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}(\omega t)}$ — operatorul de derivare;

γ_p — unghiul între axa fazei A și axa „d” în momentul saltului tensiunii pe faza A de

— la $-\frac{Um}{2}$ la $+\frac{Um}{2}$.

În aceste ecuații:

$$u_d = \frac{2}{3}[u_A \cos\gamma_1 + u_B \cos(\gamma_1 - \delta) + u_q \cos(\gamma_1 + \rho)]$$
$$u_q = \frac{-2}{3}[u_A \sin\gamma_1 + u_B \sin(\gamma_1 - \rho) + u_C \sin(\gamma_1 + \rho)], \quad (3)$$

u_c, $i_0 = 0$.

În mod identic relațiile sînt valabile și pentru curenți, $\gamma_1 = \gamma_p + \omega t$, reprezintă unghiul între faza A și axa $N-S$ a înfășurării de excitație de lucru, iar $\rho = 120°$.

Pentru primul tact se poate scrie deci:

$${}_1u_d = \frac{2}{3}[{}_1u_A \cos\gamma_1 + {}_1u_B \cos(\gamma_1 - \rho) + {}_1u_C \cos(\gamma_1 + \rho)]$$

$${}_1u_q = \frac{-2}{3}[{}_1u_A \sin\gamma_1 + {}_1u_B \sin(\gamma_1 - \rho) + {}_1u_C \sin(\gamma_1 + \rho)].$$

Pentru tactul al II-lea:

$${}_2u_d = \frac{2}{3}[{}_2u_A \cos\gamma_2 + {}_2u_B \cos(\gamma_2 - \rho) + {}_2u_C \cos(\gamma_2 + \rho)]$$

$${}_2u_q = \frac{-2}{3}[{}_2u_A \sin\gamma_2 + {}_2u_C \cos(\gamma_2 - \rho) + {}_2u_C \cos(\gamma_2 + \rho)]$$

sau, pentru $\gamma_2 = \gamma_1 + 60°$:

$${}_2u_d = \frac{2}{3}[-{}_1u_B \cos(\gamma_1 + 60°) -$$
$$- {}_1u_q \cos(\gamma_1 + 60° - 120°) - {}_1u_A \sin(\gamma_1 +$$
$$+ 60° + 120°)] = {}_1u_d \quad (4)$$
$${}_2u_q = \frac{-2}{3}[-{}_1u_B \sin(\gamma_1 + 60°) -$$
$$- {}_1u_C \cos(\gamma_1 + 60° - 120°) -$$
$$- {}_1u_A \sin(\gamma_1 + 60° + 120°)] = {}_1u_q$$

și rezolvînd sistemul, se găsește ${}_2u_d = {}_1u_d$ și ${}_2u_q = {}_1u_q$.

Tensiunile de alimentare ale înfășurărilor de excitație sînt tensiuni continue și se poate scrie

${}_1u_{fd} = {}_2u_{fd} = {}_3u_{fd} \cdots$, şi ${}_1u_{fq} = {}_2u_{fq} = {}_3u_{fq} = \ldots$ Se obţine deci următorul tabel general pentru toate cele şase tacte :

r	${}_ru_d$	${}_ru_q$	${}_ru_{fd}$	${}_ru_{fq}$
1	${}_1u_d$	${}_1u_q$	${}_1u_{fd}$	${}_1u_{fq}$
2	${}_1u_d$	${}_1u_q$	${}_1u_{fd}$	${}_1u_{fq}$
3	${}_1u_d$	${}_1u_q$	${}_1u_{fd}$	${}_1u_{fq}$
4	${}_1u_d$	${}_1u_q$	${}_1u_{fd}$	${}_1u_{fq}$
5	${}_1u_d$	${}_1u_q$	${}_1u_{fd}$	${}_1u_{fq}$
6	${}_1u_d$	${}_1u_q$	${}_1u_{fd}$	${}_1u_{fq}$

(5)

Introducînd aceste valori în relaţia (2) se observă că avem de-a face cu un regim permanent (după d şi q) şi nu mai este necesar să rezolvăm problema pentru toate tactele, ci găsind valorile curenţilor pentru primul tact se pot simplu predetermina caracteristicile pentru toate celelalte tacte.

Parametrii variabili în acest sistem sînt : turaţia n, respectiv, pulsaţia ω, tensiunea de alimentare U_m, tensiunile aplicate înfăşurării de excitaţie u_{fd}, u_{fq}.

Din figura 4, c se observă că pentru primul tact tensiunile pe fază $u_A = \frac{U_m}{2}$, $u_B = -U_m$, $u_C = \frac{U_m}{2}$.

Înlocuind unghiul $\gamma_1 = \gamma_p + \omega t$ se obţine :

$$u_d = \frac{2}{3}[U_m \cos(\gamma_p + \omega t) - U_m \cos(\gamma_p + \omega t - 120°) + \frac{U_m}{2}\cos(\gamma_p + \omega t + 120°)] = -U_m \cos(\gamma_p + \omega t - 120°) \quad (6)$$

$$u_q = \frac{-2}{3}\left[\frac{U_m}{2}\sin(\gamma_p + \omega t) - U_m \sin(\gamma_p + \omega t - 120°) + \frac{U_m}{2}\sin(\gamma_p + \omega t + 120°)\right] = U_m \sin(\gamma_p + \omega t - 120°)$$

relaţii valabile pentru $\omega t \in (0 \div 60°)$.

Înfăşurările de excitaţie sînt alimentate în curent continuu la tensiune constantă (impedanţa sursei se introduce în parametrii înfăşurării) şi putem scrie deci $u_{fd} = U_{fd}$, $u_{fq} = U_{fq}$.

Luîndu-se ca bază parametrii măsuraţi la 50 Hz, notaţi cu indicele 0, şi λ raportul dintre turaţia reală şi turaţia nominală (la 50 Hz), pentru alte turaţii şi deci alte frecvenţe, aceşti parametri devin $x = \lambda x_0$, $x_m = \lambda x_{m0} \ldots$ etc. Sau, împărţind cu λ ecuaţiile (2), ele vor putea fi scrise cu noile relaţii sub forma următoare, unde $s = \frac{d}{d(\omega t)}$: (vezi relaţia 7)

Sub această formă ecuaţiile pot fi rezolvate pe un calculator numeric sau analogic, obţinîndu-se direct mărimile căutate : cuplul instantaneu m, cuplul mediat M, curenţii reali i_A, i_B, i_C, la variaţia diverşilor parametri : U_m, γ_p, λ, U_{fd}, U_{fq}.

Pentru integrare sînt necesare valorile iniţiale ale curenţilor i_{d0}, i_{q0}, ... curenţi pe care nu-i cunoaştem. Ştim însă din ecuaţia (2) că avem de-a face cu un regim periodic, curenţii din primul tact fiind egali cu cei din tactul 2, din 3 şi aşa mai departe, ${}_1i_d = {}_2i_d = \ldots {}_ni_d, \ldots$ şi datorită condiţiilor de continuitate valoarea lor la începutul unui tact este egală cu valoarea finală din tactul precedent. Notînd cu indicele zero valoarea iniţială şi cu indicele τ valoarea finală din cadrul unui tact, putem găsi următoarele relaţii de legătură :

$$\begin{aligned}
{}_1i_{d0} &= {}_6i_{d\tau} = {}_1i_{d\tau} = i_{d\tau} \\
{}_1i_{q0} &= {}_6i_{q\tau} = {}_1i_{q\tau} = i_{q\tau} \\
{}_1i_{fd0} &= {}_6i_{fd\tau} = {}_1i_{fd\tau} = i_{fd\tau} \\
{}_1i_{fq0} &= {}_6i_{fq\tau} = {}_1i_{fq\tau} = i_{fq\tau} \\
{}_1i_{kd0} &= {}_6i_{kd\tau} = {}_1i_{kd\tau} = i_{kd\tau} \\
{}_1i_{kq0} &= {}_6i_{kq\tau} = {}_1i_{kq\tau} = i_{kq\tau}.
\end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix}
\frac{r}{\lambda}+sx_0 & -x_0 & -sx_{m0} & +sx_{m0} & -sx_{mk0} & +x_{mk0} \\
x_0 & \frac{r}{\lambda}+sx_0 & -x_{m0} & -sx_{m0} & -x_{mk0} & -sx_{mk0} \\
\frac{3}{2}sx_{m0} & & -\frac{r}{\lambda}f^{-sx_{f0}} & & -sx_{fkk} & \\
 & \frac{3}{2}sx_{m0} & & -\frac{r}{\lambda}f^{-sx_{f0}} & & -sx_{fk0} \\
\frac{3}{2}sx_{m0} & & -sx_{fk0} & & -\frac{r}{\lambda}k^{-sx_{k0}} & \\
 & \frac{3}{2}sx_{m0} & & -sx_{fk0} & & -\frac{r}{\lambda}k^{-sx_{k0}}
\end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{fd} \\ i_{fq} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix}
\frac{-U_m}{\lambda}\cos(\gamma_p + \omega t - 120°) \\
\frac{U_m}{\lambda}\sin(\gamma_p + \omega t - 120°) \\
\frac{U_{fd}}{\lambda} \\
\frac{U_{fq}}{\lambda} \\
0 \\
0
\end{bmatrix} \quad (7)$$

Metoda de integrare este o metodă iterativă, valorile inițiale ale curenților i_{d0}, i_{q0} ... fiind introduse prin valorile finale ale tactului precedent.

Problema se rezolvă pornind de la condiții inițiale nule, i_{d0}, i_{q0} ... $= 0$ și se continuă pînă cînd între valorile inițiale și finale din diverse tacte nu mai există nici o diferență :

$$i_{d\tau n} = i_{d\tau n+1},\ i_{q\tau n} = i_{q\tau n+1} \ldots$$

Curenții reali se deduc imediat din relațiile cunoscute :

$$i_A = i_d \cos(\gamma_p + \omega t - i_q \sin(\gamma_q + \omega t)$$

$$i_B = i_d \cos(\gamma_p + \omega t - 120°) - i_q \sin(\gamma_p + \omega t - 120°)$$

$$i_C = i_d \cos(\gamma_p + \omega t + 120°) - i_q \sin(\gamma_p + \omega t + 120°) \quad (9)$$

Exemplu de calcul

S-a luat în considerație o aplicație simplificată pentru o mașină sincronă cu poli înecați, cu rotor executat din tole, fără bare de amor-

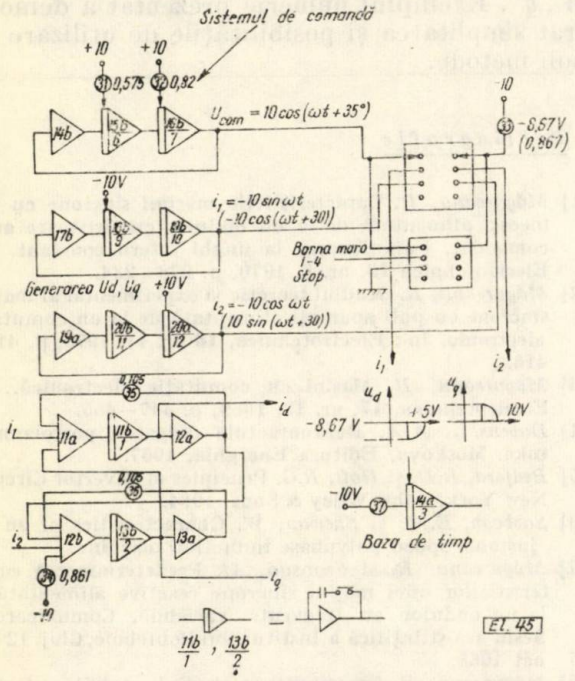


Fig. 3. Schema calculatorului analogic.

tizare, cu o singură înfășurare de excitație. S-a luat ca exemplu mașina prezentată într-o lucrare anterioară [1] cu parametrii : $X_0 = 19\ \Omega$; $r = 2\Omega$; $U_{max} = 360$ V; $\gamma_p = -210°$ ($\delta = 30°$); $\lambda = \frac{n}{n_0} = 1$; $f = 50$ Hz. S-a presupus că în serie cu înfășurarea de excitație se introduce o reactanță inductivă foarte mare și se poate considera că în această înfășurare curentul nu variază, $\frac{d}{dt} i_{fd} = 0$. Pentru cazul prezentat $X_{mf} i_{fd} = E_{max} = 310$ V.

Ecuațiile (7) se simplifică și devin :

$$\begin{vmatrix} r + sX_0 & -X_0 \\ X_0 & r + sX_0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_d \\ i_q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -U_{max}\cos(\omega t + 30°) \\ U_{max}\sin(\omega t + 30°) - E_{max} \end{vmatrix}$$

$$m = \frac{3}{2}\frac{E_{max} i_q}{\Omega_0},\ M = \frac{3}{\pi}\int_0^{60°} m\,\mathrm{d}(\omega t) =$$

$$= \frac{9}{2\pi}\frac{E_{max}}{\Omega_0}\int_0^{60°} i_d\,\mathrm{d}(\omega t)$$

$$i_A = -i_d \cos(\omega t - 30°) + i_q \sin(\omega t - 30°)$$

$$i_B = i_d \cos(\omega t + 30°) - i_q \sin(\omega t + 30°)$$

$$i_C = i_d \sin\omega t + i_q \cos\omega t.$$

Pentru rezolvarea acestui sistem s-a utilizat un calculator analogic MEDA cu 40 elemente operaționale (fig. 3).

Integrarea acestor ecuații se face pentru domeniul ($0 \div 60°$) printr-o metodă iterativă, valoarea inițială a curenților introducîndu-se prin valoarea lor finală din iterația precedentă. Generarea funcțiilor u_d și u_q, $\cos(\omega t + 30°)$, $\sin(\omega t + 30°)$, se face tot pe calculatorul analogic. Realizarea lor se face pentru tot domeniul $\omega t \in (0 \div 360°)$ pornind de la integrarea ecuației $f^{II}(t) + \omega^2 f(t) = 0$, găsindu-se $f(t) = A\sin(\omega t + \varphi)$, $\frac{df(t)}{dt} = \omega A\cos(\omega t + \varphi)$, $\frac{d^2 f(t)}{dt^2} = -\omega^2 A\sin(\omega t + \varphi)$ cu $f(0) = A\sin\varphi$ și $f'(0) = \omega A\cos\varphi$.

Calculatorul lucrează în regim iterativ, pentru un domeniu numai de $\omega t \in (0 \div 60°)$. Pentru această perioadă funcțiile de excitație sînt aplicate sistemului și calculatorul se află în regim de lucru. La $\omega t = 60°$ se întrerupe legătura dintre blocul funcțiilor de excitație și sistem, trecîndu-se în același timp blocul sistemului în regim de memorie. Se realizează astfel și cerința ca valorile finale ale soluției să devină condiții inițiale pentru următorul pas (condensatoarele integratoarelor rămîn încărcate cu tensiunea din momentul trecerii în regim de memorie). Comanda întreruperii și reluării legăturii se face cu elemente comparatoare (fig. 3), care pentru $u_1 + u_2 < 0$ au contactele în poziție normală și pentru $u_1 + u_2 \geqslant 0$ contactele comută. S-a folosit pentru U_1 o tensiune sinusoidală ($10\cos(\omega t + 35°)$), iar pentru U_2 o tensiune continuă ($-8{,}67$ V). Integrarea se realizează de blocurile 11, a, b și 12, a, respectiv 12, b, 13, a, b obținîndu-se curenții i_d, i_q, respectiv cuplul instantaneu m, (fig. 4) și prin prelucrare ulterioară i_A, i_B, i_C (fig. 5). Sistemul pornește

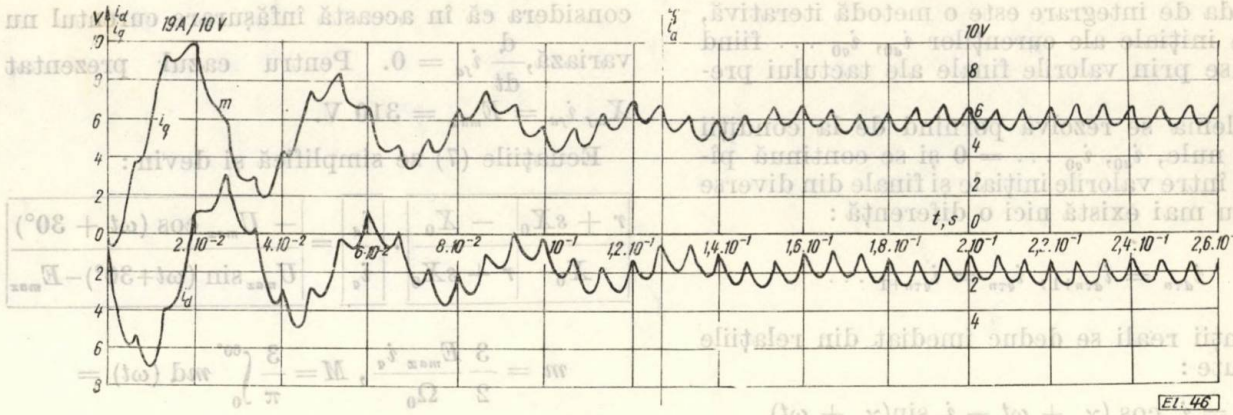


Fig. 4. Curenții i_d și i_q, cuplul instantaneu m, obținut

în condiții inițiale nule și continuă pînă cînd se realizează regimul stabilit dorit (fig. 4), $i_{d\tau n} = i_{d\tau n+1}$, $i_{q\tau n} = i_{q\tau n+1}$.

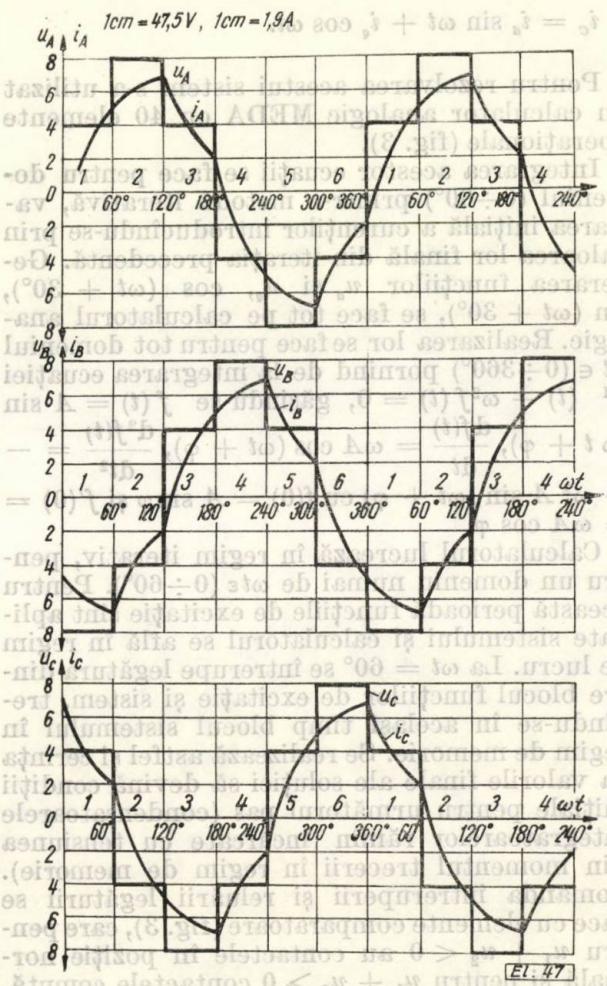


Fig. 5. Curenții reali i_A, i_B, i_C rezultați.

Concluzii

Utilizarea ecuațiilor Park a permis printr-o metodă iterativă predeterminarea mai precisă a caracteristicilor electrice ale mașinilor sincrone alimentate prin onduloare cu tiristoare.

Integrarea acestor ecuații diferențiale a fost ușurată de determinarea unor relații de recurență între tensiunile și curenții din diverse tacte obținîndu-se un interesant regim în „d" și „q". Exemplul numeric prezentat a demonstrat simplitatea și posibilitățile de utilizare ale noii metode.

Bibliografie

[1] *Măgureanu, R.* Caracteristicile mașinii sincrone cu poli înecați alimentată de la un ondulor cu tiristoare autocomandat. Funcționarea la unghi intern constant. În: Electrotehnica **18**, nr. 8, 1970, p. 276—284.

[2] *Măgureanu, R.* Studiul teoretic și experimental al mașinii sincrone cu poli aparenți alimentată de la un comutator electronic. În: Electrotehnica, **18** nr. 11, 1970, p. 410—416.

[3] *Măgureanu, R.* Mașini cu comutație electronică. În: Electrotehnica, **17**, nr. 12, 1969, p. 447—455.

[4] *Dubenskii, A.A.* Bezkontactnie dvigateli postoiannovo toka. Moskova, Editura Energhia, 1967.

[5] *Bedford, B.D.* și *Hoft, R.G.* Prnciples of Invertor Circuits. New York, John Wiley & Sons, 1964.

[6] *Sabbagh, E.M.* și *Shewan, W.* Characteristics of an adjustable speed polyphase induction machine.

[7] *Măgureanu, R.* și *Fransua, Al.* Predeterminarea caracteristicilor unei mașini sincrone reactive alimentată de la un ondulor cu frecvență variabilă. Comunicare la Sesiu nea științifică a Institutului Politehnic, Cluj, 12—14 oct 1968.

[8] *Măgureanu, R.* Contribuții la studiul mașinilor electrice cu comutator electronic. Teză de doctorat. Institutul Politehnic — București, 1970.

[9] *Park, R.H.* Two — reaction theory of synchronous machines, part. I În: Transaction A.I.E.E., 48, 1929, p. 716—727.

Intrat în redacție la 22.X.1970

Predeterminarea parametrilor de pornire la motorul de curent continuu serie

ZAIRA MURGU* — Iaşi

CZ 621.313.222.011.1.001.24

Calculul mărimilor tranzitorii de pornire în cazul motorului de curent continuu serie, spre deosebire de cazul motorului derivaţie, prezintă anumite dificultăţi, datorită greutăţilor apărute la integrarea ecuaţiilor diferenţiale neliniare ce descriu procesul de pornire.

În cele ce urmează ne-am propus tocmai a studia analitic mărimile de pornire pentru un motor de curent continuu serie, de 3 kW, 2200 rot/min, 110 V. Analiza se face în cazul modificării principalilor parametri de funcţionare ai motorului şi anume rezistenţă, inerţie şi cuplu static la arborele motor. Pentru uşurinţa analizei s-a ales un caz concret, procedeul de calcul fiind valabil pentru întreaga clasă de motoare considerate. Totodată s-a putut analiza şi energetica procesului de pornire pentru motorul cu excitaţie serie.

Dacă se neglijează inductivitatea circuitului indus şi căderea de tensiune la perii, admiţînd liniarizarea caracteristicii de magnetizare ($\Phi = b \cdot I$), ecuaţiile ce descriu procesul de pornire în cazul considerat sînt :

$$\begin{cases} 110 = 1{,}34 \cdot 10^{-3} \cdot n \cdot I + RI \\ 1{,}27 \cdot 10^{-3} \cdot I^2 = C_n \cdot \dfrac{\mathrm{d}n}{\mathrm{d}t} + M_s, \end{cases}$$

sau

$$\begin{cases} 1{,}1 = 0{,}8\, \tilde{n} \cdot \tilde{I} + 0{,}6 \cdot R \cdot \tilde{I} \\ 4{,}56 \cdot \tilde{I}^2 = C_n \cdot 10^3 \dfrac{\mathrm{d}\tilde{n}}{\mathrm{d}t} + M_s. \end{cases}$$

Scoţînd valoarea lui $I \sim$ din prima ecuaţie şi înlocuind-o în cea de a doua ecuaţie a sistemului, obţinem următoarea ecuaţie diferenţială neliniară :

$$5{,}5 - M_s\,(0{,}8\,\tilde{n} + 0{,}6 \cdot R)^2 = C_n \cdot 10^3 (0{,}8\,\tilde{n} + 0{,}6\,R)^2 \cdot \frac{\mathrm{d}\tilde{n}}{\mathrm{d}t}.$$

Pentru integrarea acestei ecuaţii separăm variabilele obţinînd :

$$\int_0^{t_p} \mathrm{d}t = \int_0^{t_p} \frac{C_n \cdot 10^3 (0{,}8\,\tilde{n} + 0{,}6\,R)^2}{5{,}5 - M_s (0{,}8\,\tilde{n} + 0{,}6\,R)^2}\,\mathrm{d}\tilde{n} = \int_0^{t_p} \frac{H_1(\tilde{n})}{G_1(\tilde{n})}\,\mathrm{d}\tilde{n} = Y.$$

Dacă $R = \text{const}$, $C_n = \text{const}$, soluţia integrale depinde de modul de variaţie a lui M_s.

1.1. Presupunem $M_s = \text{const}$. În acest caz polinoamele $H(n)$ şi $G(n)$ au ambele acelaşi grad, gradul 2. Prin împărţire separăm partea întreagă iar restul îl descompunem în fracţii simple.

Pentru $C_n = 0{,}8 \cdot 10^{-3}$ kgm^2; $R = 1{,}28\ \Omega$; $M_s = 0{,}75$ kgm, integrala Y devine :

$$Y = \int_0^{t_p} \frac{y^2 \mathrm{d}y}{5{,}5 - 0{,}75\,y^2} = \int_0^{t_p} \frac{H_1(y)}{G_1(y)}\,\mathrm{d}y.$$

Determinînd rădăcinile numitorului şi integrînd obţinem funcţia :

$$t = 1{,}33\,y + 1{,}8\,[\ln(2{,}71 - y) + \ln(2{,}71 + y)] + C.$$

Din condiţiile iniţiale determinăm constanta de integrare C şi revenind la variabila n obţinem următoarea funcţie sub formă implicită :

$$t = 1{,}065\,\tilde{n} + 1{,}8\,[\ln(1 - 0{,}412\,\tilde{n}) + \ln(1 + 0{,}23\,\tilde{n})].$$

1.1.1. Prin dezvoltarea în serie a celor doi logaritmi şi reţinerea primilor termeni s-a obţinut pentru funcţia $t = f(n)$ un trinom.

Pe această cale, cu ajutorul calculatorului cifric, s-au determinat în funcţie de „$\tilde{n}$" mărimile t şi $\tilde{I}$ cît şi diversele pierderi din motor. Utilizînd aceste date, în figura 1 am reprezentat variaţia în timp a lui $\tilde{n}$ şi $\tilde{I}$ cît şi a diverselor pierderi, pentru valoarea parametrilor $R = 1{,}28\ \Omega$; $M_s = 0{,}75$ kgm şi $C_n = (0{,}4;\ 0{,}8;\ 1{,}6) \cdot 10^{-3}$ kgm^2. Se poate vedea din aceste grafice cum o dată cu creşterea inerţiei creşte T_m. În figura 2 am reprezentat în funcţie de $\tilde{n}$ graficul lui $\Sigma\Delta p$, atunci cînd $R = 1{,}28\ \Omega$ iar $M_s = 0{,}75$; 1,5 şi 3 kgm; se vede cum o dată cu creşterea vitezii suma pierderilor scade mai repede spre valoarea de regim cu cît momentul static este mai mare. Aceasta se datoreşte modificării lui Δp_j o dată cu momentul static. Funcţie de $\tilde{n}$ şi pentru o anumită valoare a lui R celelalte pierderi în motor rămîn constante la variaţia lui M_s sau a lui C_n. În figura 3 se arată variaţia lui Δp_j pentru cazurile $R = 0{,}207$; 1,28; şi 2,56Ω şi $M_s = 0{,}75$; 1,5 şi 3 kgm; atît variaţia lui R cît şi a lui M_s influenţează schimbarea lui Δp_j. Din figura 4 se vede cum şocul iniţial a lui $\Sigma\Delta p$ scade o dată cu creşterea rezistenţii din circuitul indus, ceea ce se datorează în primul rînd modificării lui I o dată cu creşterea lui R.

* Ing. *Z. Murgu* este cercetător principal la Centrul de cercetări tehnice şi fizice — Iaşi.

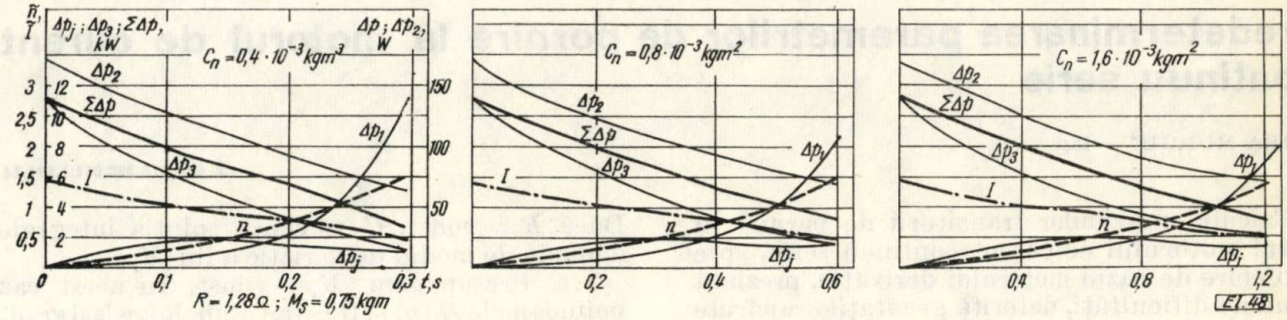


Fig. 1. Graficele vitezei, curentului şi a diverselor pierderi în cazul modificării inerţiei motorului.

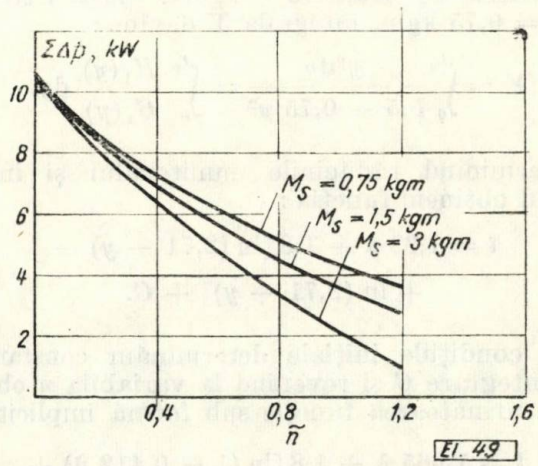


Fig. 2. Curbele de variaţie ale pierderilor în raport cu viteza în cazul modificării cuplului static de la arborele motor în momentul pornirii.

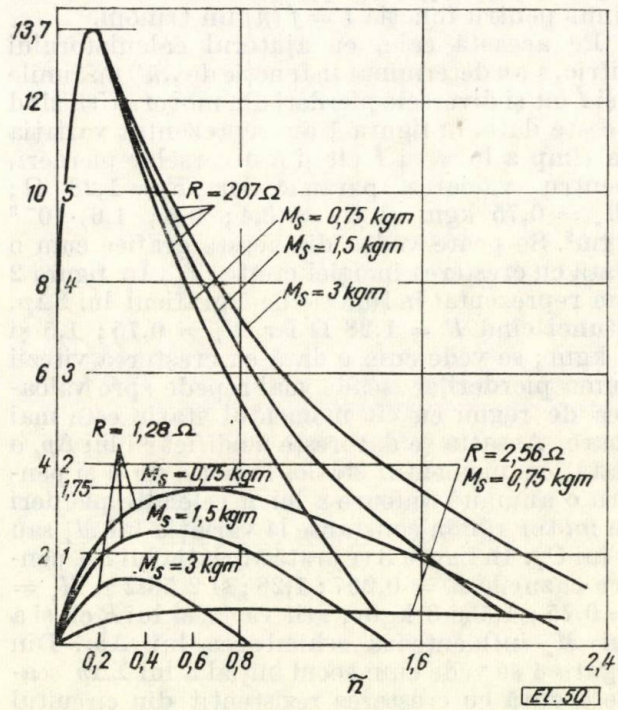


Fig. 3. Curbele de variaţie ale pierderilor Δp_j în funcţie de viteză la modificarea lui R şi M_s.

Graficele sînt date funcţie de n, care variază liniar în această perioadă. Erorile care apar provin din aproximarea caracteristicii de magnetizare cu o dreaptă şi din neglijarea termenilor superiori la dezvoltarea în serie a logaritmilor.

1.1.2. În continuare s-au efectuat calculele ţinîndu-se seama de funcţia logaritmică exactă ce reprezintă variaţia vitezii.

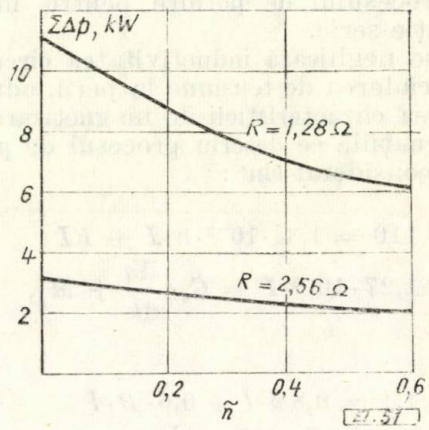


Fig. 4. Curbele de variaţie ale lui $\Sigma \Delta p$ în raport cu viteza la modificarea rezistenţei.

Pentru $C_n = 0{,}8 \cdot 10^{-3}$ kgm²; $M_s = 0{,}75$ kgm; $R = 1{,}28\ \Omega$: variaţia vitezii este dată de funcţia:

$$t = 1{,}06\ \tilde{n} + 1{,}66 \ln[(1 - 0{,}412\ \tilde{n})\ (1 + 0{,}23\ \tilde{n})].$$

Dacă rezistenţa scade la valoarea $R = 0{,}86\ \Omega$, funcţia devine:

$$t = 1{,}06\ \tilde{n} + 1{,}66 \ln[(1 - 0{,}365\ \tilde{n})\ (1 + 0{,}24\ \tilde{n})].$$

Dacă se modifică numai cuplul static, scăzînd la 0,4 kgm, atunci funcţia de mai sus devine:

$$t = 1{,}34\ \tilde{n} + 2{,}26 \ln[(1 - 0{,}272\ \tilde{n})(1 + 0{,}177\ \tilde{n})].$$

Dacă numai inerţia se modifică devenind $C_n = 1 \cdot 10^{-3}$ kgm²:

$$t = 1{,}34\ \tilde{n} + 2{,}26 \ln[(1 - 0{,}412\ \tilde{n})\ (1 + 0{,}23\ \tilde{n})].$$

În sfîrşit dacă se modifică atît cuplul static cît

şi inerţia, pentru valorile $M_s = 0{,}4$ kgm şi $C_n = 1 \cdot 10^{-3}$ kgm², funcţia devine :

$$t = 2{,}5\,\tilde{n} + 5{,}75 \ln [(1 - 0{,}272\,\tilde{n})\,(1 + 0{,}171\,\tilde{n})].$$

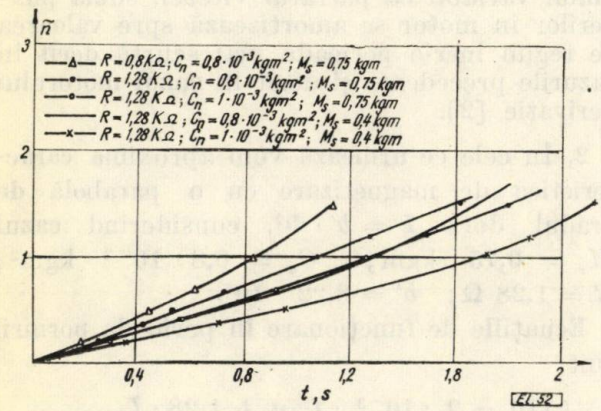


Fig. 5. Graficele vitezii în cazul cuplului static constant, calculul efectuîndu-se pentru funcţia logaritmică exactă.

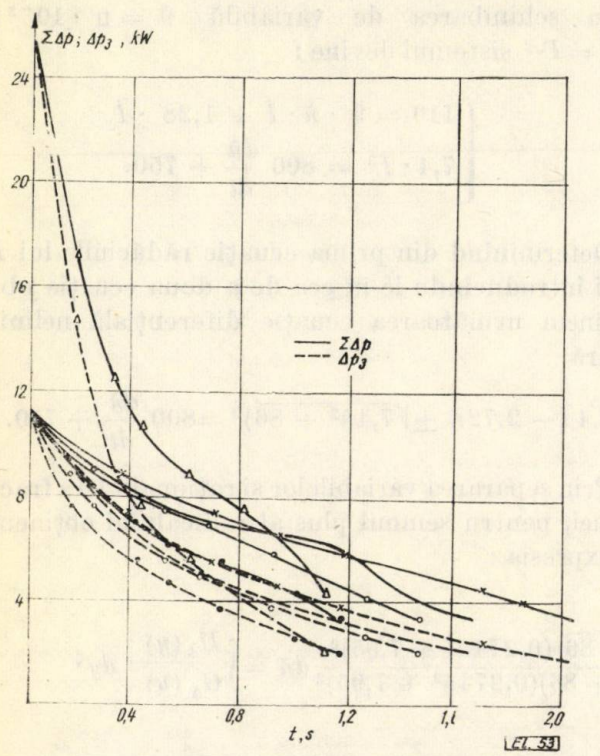


Fig. 6. Graficele diverselor pierderi pentru M_s = const şi funcţia logaritmică exactă.

Utilizînd aceste ecuaţii s-au determinat graficele vitezii care sînt date în figura 5. Prin intermediul acestor grafice s-au determinat curbele de variaţie ale pierderilor, date în figura 6. Comparînd aceste curbe cu cele obţinute la punctul 1.1.1., vedem că pentru perioada iniţială a procesului nu s-au obţinut diferenţe importante. În acelaşi timp se constată că rezultatele se apropie mult de cele obţinute prin modelare analogică [1].

1.2. Dacă se consideră $M_s = k_N \cdot n$, $C_n = 0{,}8 \cdot 10^{-3}$ kgm²; $R = 1{,}28\Omega$ şi $k_N = 0{,}34 \cdot 10^{-3}$, integrala Y capătă următoarea formă.

$$Y = \int_0^{t_p} \frac{y^2 \cdot dy}{5{,}5 - 0{,}34\, y^2 \left(\dfrac{y - 0{,}77}{0{,}8}\right)} = \int_0^{t_p} \frac{H_2(y)}{G_2(y)}\, dy.$$

Pentru a integra descompunem cîtul celor două polinoame în fracţii simple. Una din rădăcinile lui $G_2(y)$ este reală iar celelalte două sînt imaginare. Prin integrare obţinem funcţia :

$$t = 0{,}78 \ln (1 - 0{,}426\tilde{n}) - 0{,}53 \ln (0{,}217\tilde{n}^2 + 0{,}925\tilde{n} + 1) - 6{,}12 [\text{arc.tg.}(3{,}26\tilde{n} + 6{,}94) - 1{,}39]$$

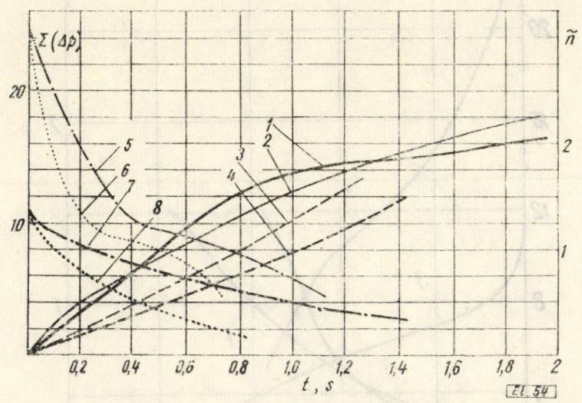


Fig. 7. Graficele lui n şi $\Sigma\Delta p$ date comparativ pentru cazul cuplului static constant şi a cuplului static proporţional cu viteza.

Dacă rezistenţa scade la valoarea 0,86 funcţia de mai sus devine :

$$t = 0{,}78 \ln (1 - 0{,}38\tilde{n}) + 0{,}53 \ln (0{,}52\tilde{n}^2 + 1{,}89\tilde{n} + 1) - 6{,}12\ [\text{arc tg}\,(3{,}26\tilde{n} + 5{,}9] - 1{,}39].$$

Utilizînd aceste expresii am reprezentat, în figura 7, curbele de variaţie ale vitezii şi ale lui $\Sigma\Delta p$ comparativ pentru cuplu static constant $M_s = 0{,}75$ kgm (curbele *3*, *4*, *5*, şi *7*) şi pentru cazul cuplului variabil cu viteza (curbele *1*, *2*, *6*, *8*). Cu linie groasă s-au reprezentat datele obţinute pentru $R = 1{,}28\ \Omega$ iar cu linie subţire pentru 0,86 Ω. Curbele *1*, *2*, *3*, *4* reprezintă $n = f(t)$ iar *5*, *6*, *7*, *8* reprezintă $\Sigma\Delta p = f(t)$. Se poate vedea cum, în cazul cuplului variabil cu viteza, $\Sigma\Delta p$ se amortizează mai repede spre valoarea de regim decît în cazul motorului derivaţie în cazul cuplului variabil cu viteza [2].

1.3. Dacă considerăm $M_s = k'_N \cdot n^2$, atunci pentru $R = 1{,}28\ \Omega$, $C_n = 0{,}8,\ 10^{-3}$ kgm² şi $k'_N = 0{,}284$ integrala Y capătă forma :

$$Y = \int \frac{y^2\,dy}{5{,}5 - 0{,}284y^2\left(\dfrac{y-0{,}77}{0{,}8}\right)^2} = \int \frac{H_3(y)}{G_3(y)} \cdot dy.$$

Numitorul fracţiei este o ecuaţie de gradul 4. Pentru descompunerea în fracţii simple determinăm rădăcinile numitorului, care au rezultat două reale şi două complex conjugate; soluţia integralei după determinarea constantei de integrare din condiţiile iniţiale şi revenirea la variabila $\tilde{n}$ rezultă :

$$t = 0{,}51\ln(1-0{,}4\tilde{n}) + 0{,}27(1-0{,}29\tilde{n}) + 0{,}12\ln(0{,}117\tilde{n}^2 + 0{,}111\tilde{n} + 1) + 0{,}8[\operatorname{arc\,tg}(0{,}34\tilde{n} + 1{,}66) - 0{,}16].$$

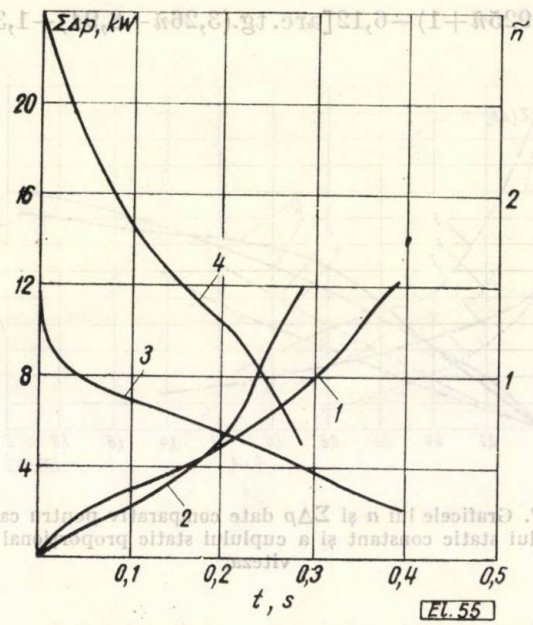


Fig. 8. Graficele lui n şi $\Sigma\Delta p$ în cazul $M_s = k'_N \cdot n^2$.

În acest caz am reprezentat în figura 8, prin curbele *1* şi *2*, mărimea $n = f(t)$ iar prin curbele *3* şi *4* mărimea $\Sigma\Delta p = f(t)$. Curbele *1* şi *3* sînt obţinute pentru $R = 1{,}28\ \Omega$ iar curbele *2* şi *4* pentru $R = 0{,}86\ \Omega$. Se vede cum, în cazul cuplului variabil că pătratul vitezei, suma pierderilor în motor se amortizează spre valoarea de regim într-o perioadă mai scurtă decît în cazurile precedente şi decît în cazul motorului derivaţie [2].

2. În cele ce urmează vom aproxima caracteristica de magnetizare cu o parabolă de gradul doi : $I = b' \cdot \Phi^2$, considerînd cazul $M_s = 0{,}75$ kgm; $C_n = 0{,}8 \cdot 10^{-3}$ kgm²; $R = 1{,}28\ \Omega$; $b' = 8{,}22 \cdot 10^6$.

Ecuaţiile de funcţionare în perioada pornirii sînt

$$\begin{cases} 110 = 9 \cdot 10^{-3} \cdot I^{1/2} n + 1{,}28 \cdot I \\ 7{,}4 \cdot 10^{-3} \cdot I^{3/2} = 0{,}8 \cdot 10^{-3} \dfrac{dn}{dt} + 0{,}75 \end{cases}$$

cu schimbarea de variabilă $\tilde{n} = n \cdot 10^{-3}$; $\dot{I} = I^{1/2}$ sistemul devine :

$$\begin{cases} 110 = 9 \cdot \tilde{n} \cdot \dot{I} + 1{,}28 \cdot \dot{I} \\ 7{,}4 \cdot \dot{I}^3 = 800 \dfrac{d\tilde{n}}{dt} + 750. \end{cases}$$

Determinînd din prima ecuaţie rădăcinile lui $\dot{I}$ şi introducîndu-le în cea de a doua ecuaţie obţinem următoarea ecuaţie diferenţială neliniară

$$7{,}4\,(-2{,}72\tilde{n} \pm \sqrt{7{,}4\tilde{n}^2 + 86})^3 = 800 \frac{d\tilde{n}}{dt} + 750.$$

Prin separarea variabilelor şi raţionalizarea fracţiei, pentru semnul plus al radicalului obţinem expresia :

$$Y = -t = \int \frac{0{,}75\tilde{n}^3 + 6{,}5\tilde{n} + 0{,}94 - \sqrt{7{,}4\tilde{n}^2 + 86}\ (0{,}274\tilde{n}^2 + 7{,}95)^2}{(0{,}75\tilde{n}^3 + 6{,}5\tilde{n} + 0{,}94)^2 - (7{,}4\tilde{n}^2 + 86)(0{,}274\tilde{n}^2 + 7{,}95)^2}\,d\tilde{n} = \int \frac{H_4(y)}{G_4(y)} \cdot dy,$$

iar pentru semnul minus al radicalului obţinem :

$$Y = \int \frac{0{,}75\tilde{n}^3 + 6{,}5\tilde{n} + 0{,}94 - \sqrt{7{,}4\tilde{n}^2 + 86}\ (0{,}274\tilde{n}^2 + 7{,}95)^2}{0{,}01\tilde{n}^6 - 29\tilde{n}^4 + 1{,}41\tilde{n}^3 - 800\tilde{n}^2 + 12\tilde{n} - 5\,400}\,d\tilde{n} = \int \frac{H_5(y)}{G_5(y)}\,dy.$$

Dacă rezistenţa scade la valoarea 0,86 Ω, funcţia de mai sus devine :

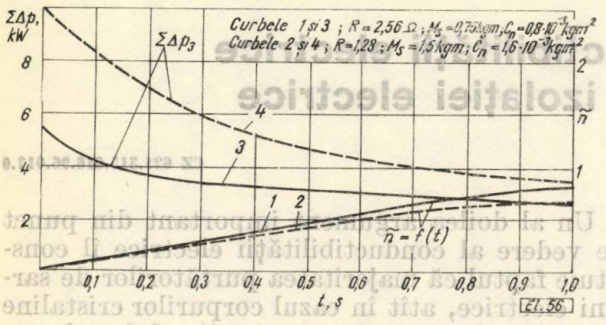
$$t = 0{,}51\ln(1 - 0{,}355\tilde{n}) + 0{,}27 \cdot \ln(1 + 0{,}318\tilde{n}) + 0{,}12\ln(0{,}119\tilde{n} + 0{,}03\tilde{n} + 1) + 0{,}8\,[\operatorname{arc\,tg}(0{,}345\tilde{n} + 0{,}055) - 0{,}05].$$

Se constată că pentru aproximarea cu o parabolă numai de gradul doi funcţia Y s-a complicat mult, avînd la numitor un polinom de gradul 6 (faţă de unul de gradul 2 cum s-a obţinut pentru aceleaşi valori ale parametrilor în cazul liniarizării caracteristicii de magnetizare).

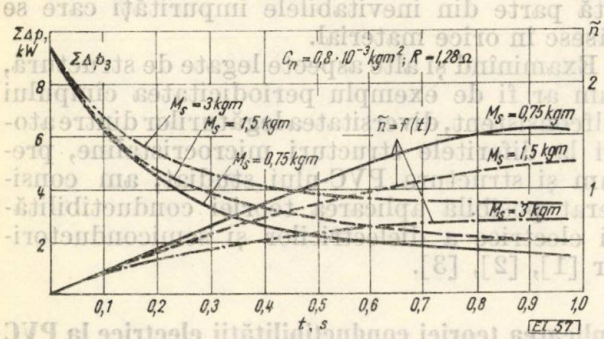
Prin reprezentarea funcției de la numitor se pot determina rădăcinile ecuației și apoi se poate descompune expresia de sub semnul de integrare în fracții simple, care apoi se pot integra ușor. În raport cu valoarea parametrilor rădăcinile pot rezulta reale sau imaginare. Dacă rădăcinile sînt toate reale atunci soluția integralei va fi o sumă de logaritmi de forma :

$$-t = \sum_{i=1}^{6} A_i \cdot \ln(\tilde{n} - \tilde{n}_i) + C,$$

unde $A_i = \dfrac{H_{4,5}(\tilde{n}_i)}{G_{4,5}(\tilde{n}_i)}$.



a)



b)

Fig. 9. Graficele lui n și $\Sigma\Delta p$ în cazul aproximării curbei vitezei cu o exponențială.

Cînd rădăcinile numitorului sînt toate imaginare atunci soluția este de forma :

$$-t = \sum_{i=1}^{3} \frac{B_i}{2 \cdot c_i} \cdot \ln(a_i \tilde{n}^2 + b_i \tilde{n} + c_i) +$$

$$+ \frac{a_i \cdot C_i - B_i \cdot b_i}{\sqrt{4_i \cdot a_i c_i - b_i^2}} \cdot \text{arc} \cdot \text{tg} \frac{2 \cdot a_i \tilde{n} + b_i^2}{\sqrt{4 a_i b_i - b_i^2}} + k,$$

unde am notat cu

$$\frac{H_{4,5}}{G_{4,5}} = \frac{By + G}{ay^2 + by + c}.$$

Cînd rădăcinile sînt o parte reale și restul imaginare, atunci soluția integralei va rezulta o sumă de logaritmi plus o sumă de funcții arc tangent [3].

Pentru aproximarea curbei de magnetizare cu o parabolă de grad superior soluția lui Y se complică și mai mult.

3. Deoarece corectarea soluției, prin aproximarea mai exactă a caracteristicii de magnetizare duce la soluții mult complicate, s-a corectat soluția obținută la punctul *1*; ținînd seama de curba de variație a vitezei obținută în cazul motorului derivație și de influența tuturor termenilor conținuți în cîtul celor două polinoame. După cum se arată și în [4], s-a aproximat curba de variație a vitezei, cu funcția :

$$n = n_{r\,1,2} \cdot (1 - e^{-t/\tau}),$$

unde $\tau = 4 \cdot n_{r\,1,2} \dfrac{R^2 \cdot C_m}{C_m U^2 - R^2 \cdot M_s}$,

$n_{r1,2}$ fiind rădăcinile numitorului lui Y. De unde avem :

$$\Delta p_3 = \left(\frac{1{,}1}{0{,}8\tilde{n} + 0{,}6\,R} \right)^2 \cdot R.$$

Cu aceste relații, pentru aceleași valori ale parametrilor ca la punctul 1, s-au determinat curbele de variație ale vitezei și lui $\Sigma\Delta p$ ce sînt reprezentate în figura 9. Se observă o bună concordanță pentru valorile inițiale între aceste grafice și cele obținute în cazul liniarizării caracteristicii de magnetizare.

Concluzii

— Creșterea inerției și a cuplului static mărește energia pierdută în perioada pornirii, uniformizînd în mică măsură graficul puterii pierdute; șocul inițial al sumei pierderilor rămîne neschimbat.

— Creșterea rezistenței de pornire nu modifică valoarea energiei pierdute în perioada pornirii, dar uniformizează graficul energiei pierdute.

— Variația fluxului determină o creștere relativă a valorii instantanee a sumei pierderilor și o amortizare mai rapidă a fenomenului în special în cazul cuplului static variabil cu viteza sau cu pătratul vitezei.

— Luarea în considerație a curburii caracteristicii de magnetizare la integrarea directă duce la soluții complicate, care se complică cu atît mai mult cu cît aproximarea se face cu o curbă de grad superior. Este preferabil sau liniarizarea caracteristicii de magnetizare s-au aproximarea curbei vitezei printr-o exponențială. Rezultatele obținute cu exponențială sînt mai apropiate de realitate cu cît R este mai mare și motorul mai încărcat.

ANEXĂ

În lucrare s-au utilizat următoarele notații:

n — viteza motorului;
I — curentul rotoric;
R — rezistența circuitului rotoric;
C_n — $GD^2/375$;
GD^2 — momentul de volant;
M_s — cuplul static la arborele motor;
$\widetilde{I} = I/60$ și $\tilde{n} = n \cdot 10^{-3}$;
t_p — timpul de pornire;
$y = 0{,}8 \cdot n + 0{,}77$.

Semnificația diferitelor pierderi în motor este dată în [1].

Bibliografie

[1] *Murgu Zaira*, Regimul tranzitoriu la motorul de c.c. În: Electrotehnica **18**, nr. 7, p. 241—248.

[2] *Murgu Zaira*. Studiul energeticii procesului de pornire la motorul de c.c. cu ajutorul calculatorului analogic. Comunicare la sesiunea I.P.I., 2—4 iulie, 1970.

[3] *Rîjic, I.M., Gradstein, I.S.* Tabele de integrale, sume, serii și produse. București, Editura tehnică, 1955.

[4] *Murgu Zaira*. Analysis of Dynamic regim of. D.C. self excited servomotors. În: Bul. I.P.I. (în curs de apariție).

Intrat în redacție la 28 X 1970

Efectul temperaturii asupra conductibilității electrice a plăcilor PVC folosite în tehnica izolației electrice

IOAN LAPOHOS și BELA JÁNOSI * — Tîrgu-Mureș

CZ 621.315.616.96.017.0

Proprietățile electrice, printre care și conductibilitatea electrică, ale maselor plastice pe bază de PVC, datorită varietății mari în care ele se prepară, nu sînt studiate în suficientă măsură, datele de care dispunem se referă mai mult la calitățile mecanice și chimice. Pentru aceasta ne-am propus să verificăm dacă teoriile conductibilității electrice cunoscute în prezent pot fi aplicate la folii subțiri de PVC, care pe lîngă materialul de bază mai conțin o serie de adausuri: materiale de umplutură; plastifianți; coloranți; stabilizatori și altele.

Teoriile [1], [2], [3], care se referă la conductibilitatea electrică a materialelor electroizolante, care sînt bine fondate teoretic, pleacă de la structura cristalină a corpurilor. De o asemenea structură nu se poate vorbi în general la masele plastice, și cu toate acestea există cîțiva factori care pledează pentru aplicabilitatea formulelor deduse pe baza unei asemenea structuri și la materiale amorfe.

În această idee ca argument principal îl poate constitui faptul că componenții unui sistem fizic în echilibru pot fi caracterizați prin stări de energii periodice însoțite de valori minime și maxime, indiferent dacă el are o structură cristalină sau amorfă. Este evident că, într-un asemenea sistem, mișcarea termică a unor particule poate avea loc numai pe seama energiei celorlalte particule, energia întregului sistem rămînînd constantă, dacă nu există un anumit efect exterior. În cazul cînd particula în urma mișcării termice își părăsește locul inițial, ea va trebui să învingă bariera de potențial, găsindu-se la urmă iarăși într-o groapă de potențial. Acest fenomen are loc în orice corp solid aflat în echilibru termodinamic, indiferent de structură.

Un al doilea argument important din punct de vedere al conductibilității electrice îl constituie faptul că majoritatea purtătorilor de sarcini electrice, atît în cazul corpurilor cristaline cît și al celor amorfe, provin din defectele rețelei microcristalelor pe de o parte, iar pe de altă parte din inevitabilele impurități care se găsesc în orice material.

Examinînd și alte aspecte legate de structură, cum ar fi de exemplu periodicitatea cîmpului selfconsistent, diversitatea legăturilor dintre atomi la diferitele structuri microcristaline, precum și structura PVC-ului studiat, am considerat posibilă aplicarea teoriei conductibilității electrice a dielectricilor și semiconductorilor [1], [2], [3].

Aplicarea teoriei conductibilității electrice la PVC

Densitatea curentului de ioni care trece prin dielectric se exprimă cu ajutorul formulei [1], [2], [3]:

$$j_i = k_1 \nu e^2 a^2 n_i E \cdot e^{-\frac{U_1}{kT}}, \qquad (1)$$

și deci conductibilitatea de volum, cu relația:

$$\gamma = k_1 \nu e^2 a^2 n_i \cdot e^{-\frac{U_1}{kT}}, \qquad (2)$$

unde e reprezintă sarcina ionului, ν frecvența de vibrație a ionilor din rețeaua cristalină. La PVC această mărime o atribuim frecvenței de vibrație a macromoleculelor, respectiv a părților lor componente, care păstrîndu-și unghiul lor de valență pot efectua cu ușurință o mișcare de rotație. Cu E este notată intensitatea cîmpului electric, U_1 exprimă valoarea barierei de potențial a ionilor, k este constanta lui Boltzmann, T temperatura absolută, iar a repre-

* *I. Lapohos* este conferențiar, iar *Bela Jănosi*, asistent la Institutul pedagogic de 3 ani.

zintă constanta rețelei cristaline, ceea ce la materialul studiat de noi poate să exprime distanța medie dintre două particule în stare de echilibru. Cu n_i se notează numărul purtătorilor de sarcini (al ionilor), care depinde de temperatură, dar poate să depindă și de cîmpul electric. Acest număr se exprimă cu relația:

$$n_i = k_2 \cdot e^{-\frac{W}{kT}}, \qquad (3)$$

unde W este energia de activare a purtătorilor de sarcini.

Datorită faptului că la corpurile electroizolante conductibilitatea ionică predomină față de cea electronică [1], am presupus că aceasta din urmă poate fi neglijată. Astfel pe baza formulelor (2) și (3) conductibilitatea PVC-ului am exprimat-o cu ajutorul formulei:

$$\gamma = A \cdot e^{-\frac{B}{T}} \qquad (4)$$

în care $A = k_1 k_2 \nu e^2 a^2$ și $B = U_1/k + W/k$.

Dacă apar noi purtători de sarcini, curba care exprimă dependența de temperatură a conductibilității electrice își schimbă alura, ceea ce într-o reprezentare logaritmică se evidențiază prin frînturi caracteristice apariției unor noi tipuri de conductibilități.

În cele ce urmează vom prezenta rezultatele experimentale obținute pe baza unei serii de măsurători cu privire la variația conductibilității electrice a PVC-ului în funcție de temperatură. De asemenea, prezentăm un număr de curbe care exprimă variația conductibilității electrice în urma unui tratament termic.

Metoda și aparatura de măsurare

Măsurările le-am efectuat asupra unor plăci de PVC de o grosime de circa 0,3 mm, pe baza legii lui Ohm. Schema electrică de măsurare este reprezentată în figura 1. Epruveta P este așezată într-un termostat (fig. 2), de o construcție specială, încălzit cu ajutorul unui curent de lichid (ulei de transformator), care circulă printr-un tub spiral C, astfel putîndu-se asigura temperaturi constante, controlate de un ultratermostat. Ca electrozi am folosit straturile circulare de argint A, cu un diametru de 30 mm, depuse în vid pe fețele epruvetei cu ajutorul unei instalații speciale [5]. Intensitatea curentului a fost măsurată cu un galvanometru „Multiflex" G cu o sensibilitate de $3{,}64 \cdot 10^{-9}$ A/mm. Ca sursă de tensiune S am folosit un stabilizator de tensiune tip BS—275. Pentru evitarea curenților de suprafață am utilizat un inel de gardă I.

Rezultatele măsurărilor

Pe baza rezultatelor măsurărilor s-au ridicat curbele, care exprimă variația conductibilității electrice în funcție de temperatură,

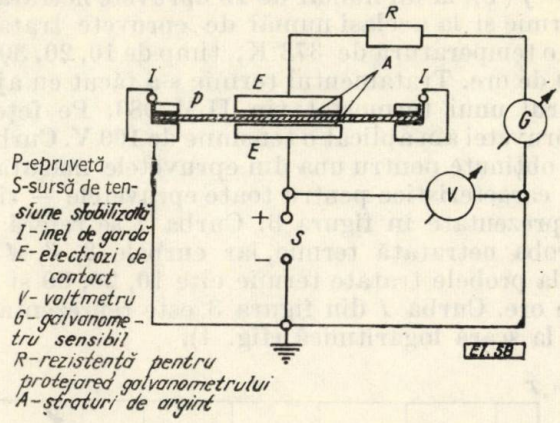


Fig. 1

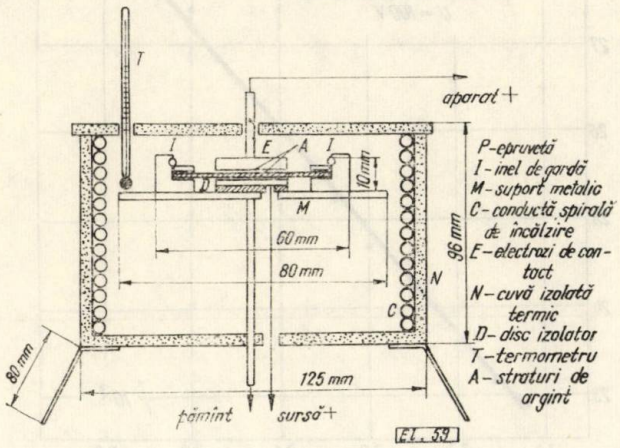


Fig. 2

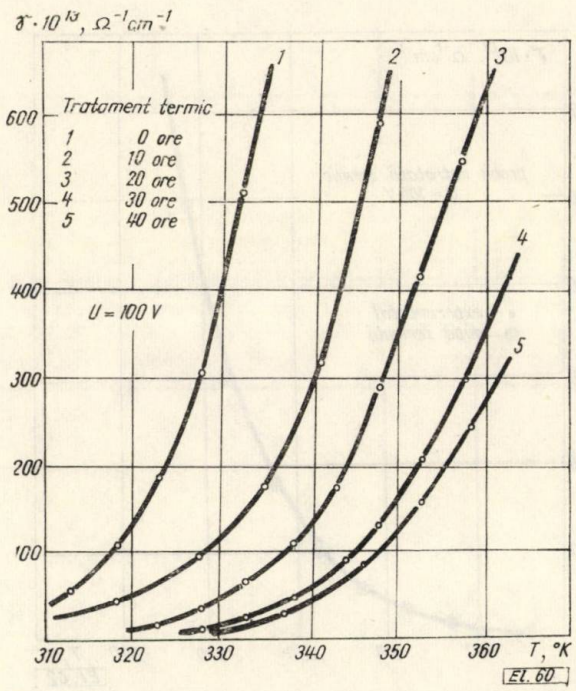


Fig. 3

$y = f(T)$, la un număr de 10 epruvete netratate termic și la același număr de epruvete tratate la o temperatură de 373°K, timp de 10, 20, 30 și 40 de ore. Tratamentul termic s-a făcut cu ajutorul unui termostat tip ILM 983. Pe fețele epruvetei am aplicat o tensiune de 100 V. Curbele obținute pentru una din epruvetele măsurate — caracteristice pentru toate epruvetele — sînt reprezentate în figura 3. Curba *1* se referă la proba netratată termic, iar curbele *2*, *3*, *4* și *5* la probele tratate termic cîte 10, 20, 30 și 40 de ore. Curba *1* din figura 3 este reprezentată și la scară logaritmică (fig. 4).

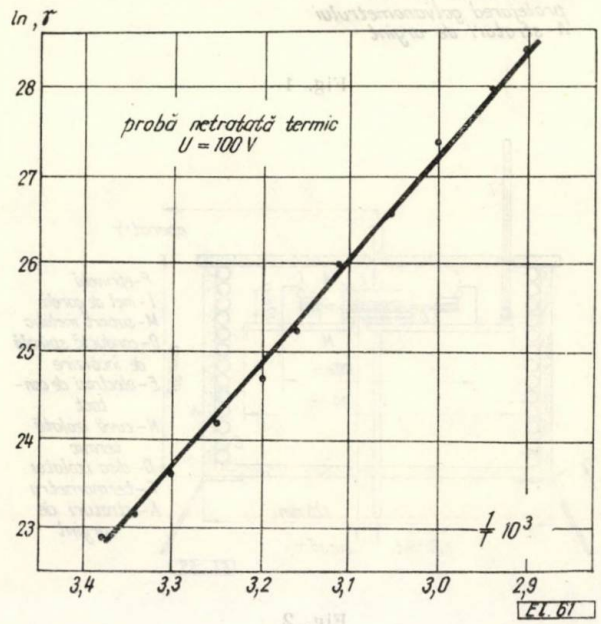


Fig. 4

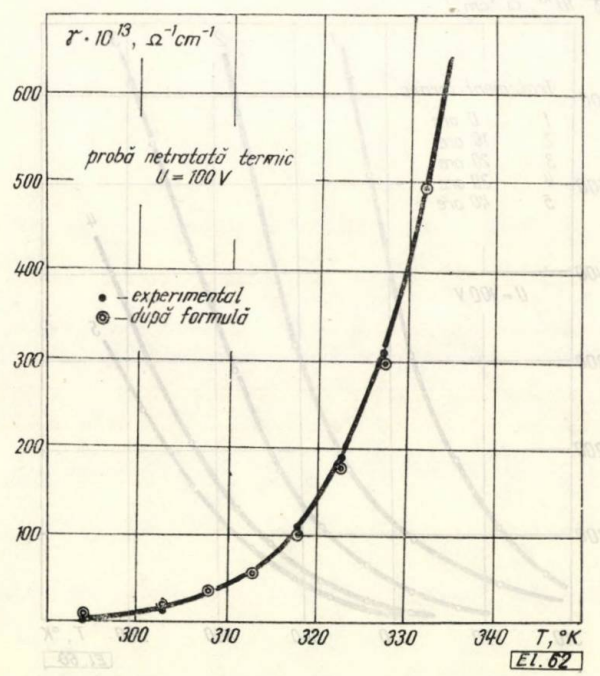


Fig. 5

Tabela 1

T, °K	A, $\Omega^{-1} \cdot cm^{-1}$	B, °K
308—294	10.208	11.684
318—294	11.468	11.135
323—294	11.365	11.104
328—294	11.081	10.036
333—294	11.302	10.736
media	$1{,}1 \cdot 10^4$	$1{,}1 \cdot 10^4$

Tabela 2

T, °K	$\gamma \cdot 10^{13}$ $\Omega^{-1} \cdot cm^{-1}$ obținută experimental	obținută prin calcul
294	4,8	6,2
298	7,2	10,3
303	13,6	18,9
308	31,9	34,2
313	54,3	60,4
318	108,7	104,8
323	185,4	177,4
328	303,6	301,3
333	511,4	497,7
338	862,9	811,2
343	1 134,6	1 298,4

În figura 5, pentru epruveta netratată, sînt reprezentate curbele obținute pe cale experimentală (reprezentate prin puncte) și pe bază de calcul (reprezentate prin cerculețe), cu ajutorul formulei (4). Constantele A și B din formulă le-am determinat pe baza datelor experimentale. În tabela 1, sînt date valorile lui A și B, calculate pentru diferite intervale de temperaturi.

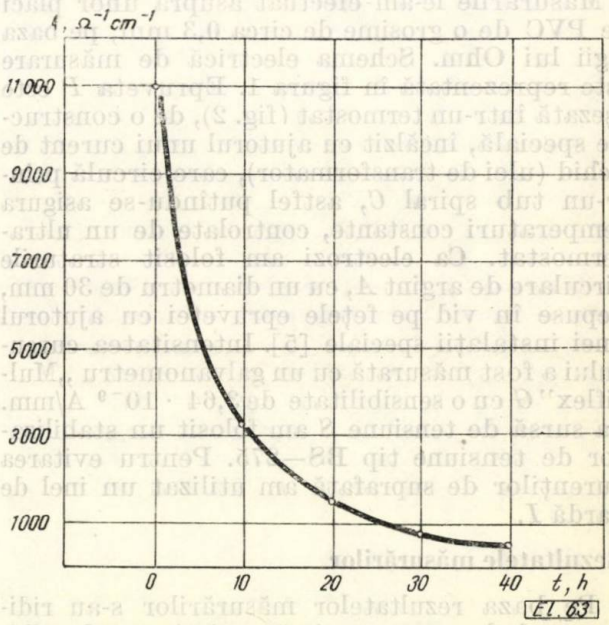


Fig. 6

De asemenea, am calculat și cîte o medie cu ajutorul căreia am obținut curba calculată la proba netratată termic. Tabela 2 conține conductibilitățile obținute atît, pe cale experimentală, cît și pe bază de calcul cu ajutorul formulei (4). Asemenea calcule s-au efectuat pentru toate epruvetele tratate, obținîndu-se o concordanță similară.

Tabela 3

t, ore	*A*, Ω^{-1} .cm^{-1}	*B*, °K^{-1}
0	11 000	10 939
10	3 275	10 825
20	1 475	11 036
30	685	11 001
40	520	11 271

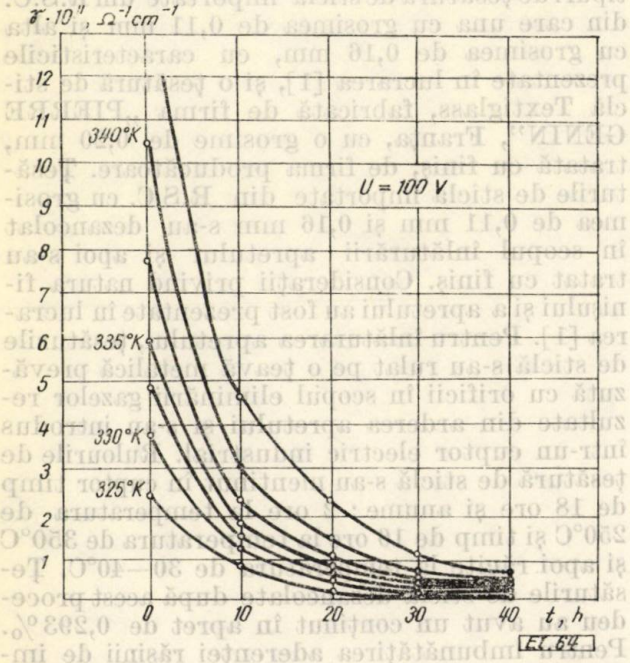


Fig. 7

În urma analizei familiei de curbe din figura 3 am constatat că valoarea constantei B nu depinde de durata tratamentului termic, iar constanta A descrește cu durata tratamentului (fig.6).

În tabela 3 sînt date valorile constantelor A și B în funcție de durata tratamentului termic.

În figura 7 sînt reprezentate valorile conductibilității electrice în funcție de durata tratamentului termic la diferite temperaturi constante. Din această familie de curbe se ajunge, de asemenea, la concluzia, că conductibilitatea electrică variază după o funcție exponențială indiferent de durata tratamentului termic.

Concluzii

— Aplicînd formula (4) la descrierea variației conductibilității electrice a PVC-ului plastifiant, cu o cantitate de materiale de umplutură, se constată că teoria conductibilității electrice a materialelor cu o structură cristalină se poate aplica cu o bună precizie.

— Datorită faptului că conductibilitatea electrică a materialului studiat variază după o lege exponențială în funcție de temperatură și că reprezentarea grafică a conductibilității la scara logaritmică nu prezintă frînturi, presupunem că purtătorii de sarcini care domină în intervalul de temperatură de 294—343 °K, nu-și schimbă caracterul lor. Conform literaturii [1], în acest caz rolul preponderent îl au ionii.

— Se constată, în urma rezultatelor măsurărilor, că conductibilitatea electrică își păstrează caracterul exponențial în funcție de temperatură și după un tratament termic de o durată considerabilă.

— În urma tratamentului termic descrește conductibilitatea electrică a PVC-ului studiat.

— Constanta B, respectiv energia de activare a purtătorilor de sarcini (ioni) nu variază în mod considerabil cu tratamentul termic aplicat.

Bibliografie

[1] *Skanavi, G.I.* Fizica dielectricov (oblasti slabih polei).
[2] *Fröhlich, H.* Theory of dielectrics. Oxford, 1948.
[3] *Sergiescu, V.* Introducere în fizica solidului. București, Editura tehnică, 1956.
[4] *Bogorodițki, N.P.* și *Pasinkov, V.V.* Materiale folosite în radio-electronică, București, Editura tehnică, 1963.
[5] *Lapohos, I.* Aparat pentru determinarea permitivității și tgδ pentru materiale electroizolante sub formă de plăci subțiri la temperaturi de 20—130°C și la o frecvență de 440 kHz. În : Studii și cercetări de energetică și electrotehnică, nr. 2, 1969, p. 393—400.

Intrat în redacție la 8. IX. 1970

Noi tipuri de materiale stratificate cu suport anorganic pentru electrotehnică

GRIGORE NICOLA * — Bucureşti

CZ 621.315.614.73 + 621.5.612/613

La Fabrica de cabluri şi materiale electroizolante din Bucureşti, se fabrică materiale stratificate cu suport anorganic, ţesătură de sticlă şi diferite răşini termoreactive. Acestea sînt cunoscute sub denumirea veche de STICLOTEXTOLIT, sau conform NID ... 70, sub denumirea de STRATITEX S.

Materialul stratificat cu răşină fenoloformaldehidică corespunde NID 2569—69 şi este similar tipului din norma germană DIN 7735. Aceasta posedă bune proprietăţi electrice şi mecanice în condiţii normale, în medii cu umiditate ridicată şi la temperatură.

Modul de comportare al produsului la umiditate şi la temperatură a fost prezentat în lucrarea [1]. De asemenea, la F.C.M.E. se mai fabrică şi alte tipuri de materiale stratificate cu răşină epoxidică similare tipurilor din norma germană Hgw 2372 şi Hgw 2372.4. DIN 7735.

Aceste materiale stratificate posedă înalte proprietăţi mecanice şi electrice în condiţii normale, însă posedă o mai slabă comportare la umiditate decît acela prezentat în lucrarea [1].

Industria noastră constructoare de maşini şi aparate electrice necesită şi alte materiale stratificate cu suport ţesătură de sticlă care să aibă rezistenţă la incandescenţă (foc) precum şi o bună comportare la curenţii de scurgere (fugă) şi la medii *TA* (Tropicus aridus). Asemenea proprietăţi, conform celor arătate în lucrarea [2] se obţin cu materiale stratificate cu suport ţesătură de sticlă, avînd ca liant o răşină melaminoformaldehidică. Pentru fabricarea materialelor stratificate se folosesc ţesături de sticlă electrotehnică cu caracteristicile indicate în lucrarea [1] şi o răşină melaminoformaldehidică cu caracteristicile indicate în lucrarea [3]. Pentru obţinerea unor bune caracteristici electrice şi mecanice în condiţii cu umiditate ridicată este necesar ca ţesătura de sticlă să fie tratată cu un finiş. Ca finiş, pentru acest scop, se folosesc aminosilani [4].

Lucrări experimentale

În cursul anului 1968—1969, la F.C.M.E. s-a studiat de către autor obţinerea unor materiale stratificate cu suport ţesătură de sticlă care să posede caracteristicile enunţate mai înainte. Aceste materiale stratificate s-au obţinut din ţesătură de sticlă impregnată cu răşină melaminoformaldehidică. Răşina melaminoformaldehidică necesară pentru impregnarea ţesăturii de sticlă a fost similară aceleia prezentată în lucrarea (2), cu următoarele caracteristici :

— conţinut în substanţe nevolatile, 57—58%
— formaldehidă liberă, 0,5—0,6%;
— solubilitatea în apă, 1/5—1/6 p.
— durata de utilizare la temperatura de 25—30°C, 29—30 zile.

Pentru a se constata modul de influenţă a naturii ţesăturii de sticlă asupra proprietăţilor finale ale produsului stratificat s-au folosit 2 tipuri de ţesătură de sticlă importate din R.S.C. din care una cu grosimea de 0,11 mm şi alta cu grosimea de 0,16 mm, cu caracteristicile prezentate în lucrarea [1], şi o ţesătură de sticlă Textiglass, fabricată de firma „PIERRE GENIN", Franţa, cu o grosime de 0,20 mm, tratată cu finiş, de firma producătoare. Ţesăturile de sticlă importate din R.S.C. cu grosimea de 0,11 mm şi 0,16 mm s-au dezancolat în scopul înlăturării apretului şi apoi s-au tratat cu finiş. Consideraţii privind natura finişului şi a apretului au fost prezentate în lucrarea [1]. Pentru înlăturarea apretului, ţesăturile de sticlă s-au rulat pe o ţeavă metalică prevăzută cu orificii în scopul eliminării gazelor rezultate din arderea apretului şi s-au introdus într-un cuptor electric industrial. Rulourile de ţesătură de sticlă s-au menţinut în cuptor timp de 18 ore şi anume : 2 ore la temperatura de 250°C şi timp de 16 ore la temperatura de 350°C şi apoi răcite la temperatura de 30—40°C. Ţesăturile de sticlă dezancolate după acest procedeu au avut un conţinut în apret de 0,293%. Pentru îmbunătăţirea aderenţei răşinii de impregnare la firele de sticlă, ţesăturile de sticlă s-au tratat cu o soluţie benzenică de 0,85% de răşină Rhôdrosil Resine 3100, fabricată de firma Rhône Poulenc Franţa. Tratarea ţesăturilor de sticlă cu finiş s-a efectuat la o maşină orizontală de impregnare, la o temperatură de 100—105°C şi la o viteză de impregnare de 4—5 m/minut. După tratarea cu finiş ţesăturile s-au impregnat la maşina de impregnare, cu răşină melaminoformaldehidică menţionată mai înainte, la temperatura de 100—105°C şi la o viteză de impregnare de 1,5—3 m/minut. În aceleaşi condiţii s-a impregnat şi ţesătura de sticlă cu o grosime de 0,11 mm, netratată cu finiş şi nedezancolată, iniţial, şi ţesătura de sticlă TEXTIGLASS produsă de firma PIERRE GENIN et Co Franţa.

Caracteristicile ţesăturilor impregnate au fost următoarele :

— conţinut în răşină uscată 48—56%;

* *Gr. Nicola* este inginer principal la F.C.M.E.

Tabela 1

	Unit. de măsură	Produs 1	Produs 2	Produs 3
— temperatura de presare	°C	110	130	150
— timp de presare în funcţie de grosimea finală a produsului				
— grosimea 1 şi 3 mm	min/mm	8	6	4
— grosimea de 10 mm	,,	6	4	2
— presiunea specifică	kgf/cm²			
— iniţial timp de 15 min		10	30	50
— restul timpului		40	60	90

Obs. S-au presat cîte 4 foi de material stratificat.

— substanţe volatile 5—8%;

— solubilitatea în amestec — alcool etilic : apă, în proporţie de 1/1 p, 80—90%.

Ţesăturile impregnate s-au tăiat la dimensiunile de 950 mm × lăţimea ţesăturii de sticlă, apoi s-au presat în plăci şi foi cu grosimile de 1 mm, 3 mm şi 10 mm.

S-a lucrat în diferite condiţii în vederea stabilirii parametrilor optimi de presare (tabela1).

În tabela 2 se dau principalele proprietăţi ale materialelor stratificate obţinute din ţesătură de sticlă tratată cu finiş în funcţie de temperatura de presare. De asemenea în tabela 3 se dau proprietăţile materialelor stratificate obţinute din ţesătură de sticlă tratată cu finiş, în funcţie de timpul de presare. Din tabelele 2 şi 3, se constată următoarele:

— depăşirea temperaturii de 130°C, indiferent de timpul de presare conduce la produse a căror proprietăţi scad cu creşterea temperaturii şi încep să-şi închidă culoarea. Această manifestare, de închiderea culorii se explică prin faptul că răşina melaminoformaldehidică începe să se descompună, datorită carbonizării:

— scăderea temperaturii sub 110°C conduce la produse care prezintă umflături pe suprafaţa materialului, iar materialul stratificat aderă la tablele de presare;

— timpul optim de presare la temperatura de 120—130°C este acela care are valori mai mici decît acela dat în tabelele 2 şi 3.

— o presiune iniţială mai mare de 30 kgf/cm² şi finală mai mare de 70 kgf/cm² conduce la scurgerea răşinii şi la ruperea ţesăturii de sticlă.

În continuare sînt prezentate condiţiile optime stabilite pentru presarea materialelor stratificate.

— temperatura de presare, 130°C;

— timpul de presare în funcţie de grosimea finală a produsului
grosimea 1 şi 3 mm, 5 min/mm
grosimea de 10 mm, 3 min/mm;

— presiunea specifică
iniţial 15 minute, 20 kgf/cm²;
restul timpului, 60 kgf/cm².

Tabela 2

Influenţa temperaturii de presare, asupra proprietăţilor materialelor stratificate obţinute din ţesătură de sticlă groasă tratată cu finiş.

Denumirea caracteristicii	Temperatura de presare °C								
	110			130			150		
	1 mm	3 mm	10 mm	1 mm	3 mm	10 mm	1 mm	3 mm	10 mm
1. Absorbţia de apă * pe epruvete cu dimens. 50 × 50 mm, mg	30,6	45,3	58,7	26,8	44,6	59,7	67,5	89,7	268,1
2. Rezistenţa la despicare, conform STAS 7144—65, kgf.	—	—	564,5	—	—	879	—	—	135
3. Rezistenţa la compresiune conform STAS, 2873—58, kgf/cm²									
— perpendicular pe straturi	—	—	2475,3	—	—	3856,3	—	—	1875
— paralel cu straturile	—	—	1968,1	—	—	1798,4	—	—	1000

* după menţinerea de 24 ore

Tabela 3

Influenţa timpului de presare asupra proprietăţilor materialelor stratificate obţinute din ţesătură de sticlă tratată cu finiş, la temperatura de presare de 125—130°C.

Denumirea caracteristicii	Timpul de presare, min/mm			
	1, 5	3	5	7
Absorbţia de apă*, pe epruvete cu dimensiunile de 50 × 50 mm, mg	76,8	57,6	189,1	258,9
Rezistenţa la despicare, conform STAS 7144—65, kgf	356,9	796,5	246,3	157,2
Rezistenţa la compresiune, conform STAS 2873—58, kgf/cm²				
— perpendicular pe straturi	2578,3	3000	2376,7	1786,3
— paralel cu straturile	1865,4	1798,3	1658,2	1217,3

* După menţinerea de 24 de ore

Tabela 4

Proprietăţile materialului stratificat obţinut cu ţesătură de sticlă netratată cu finiş.

Denumirea caracteristicii	Metoda de determ.	Grosimea materialului stratificat		
		1 mm	3 mm	10 mm
Greutatea specifică, g/cm³ *	STAS 5886—58	1,863	1,870	1,880
Rezistenţa la tracţiune, kgf/cm²	STAS 7144—65			
– în direcţia urzelii		2365,6	2657,3	2521,8
– în direcţia bătăturii		1967,5	2163,6	2008,3
Rezistenţa la încovoiere, kgf/cm²	STAS 5874—58			
— în direcţia urzelii		—	2297,7	1986,4
— în direcţia bătăturii		—	1863,2	1627,5
Rezilienţa kgf cm/cm²	STAS 5801—58			
— cu crestătură		—	—	76,5
— fără crestătură		—	—	107,3
Rezistenţa la compresiune, kgf/cm²	STAS 2873—58			
— perpendicular pe straturi		—	—	3000
— paralel cu straturile		—	—	—
Rezistenţa la despicare, kgf.	STAS 7144—65	—	—	195,1
Absorbţia de apă, mg**		87,5	135,6	253,4
Încercarea la tensiune, timp de 1 minut, kV	STAS 6257—68			
— iniţial la temperatura de 90°C				
perpendicular pe straturi		13	20	25
paralel cu straturile		—	20	20
— după menţinere 96 ore la 95 ± 3% u.r.				
perpendicular pe straturi		4*	8,3*	9,7+
paralel cu straturile		—	6,5	8,4
Rezistenţa de izolaţie, Ω	STAS 6107—68			
— în condiţii normale		$3{,}3.10^{12}$	$1{,}7.10^{12}$	$1{,}1.10^{12}$
— după menţinere 96 ore la 95 ± 3%, u,r,		$3{,}5.10^{9}$	$3{,}4.10^{9}$	$1{,}0.10^{9}$
Rezistivitatea de suprafaţă, Ω	STAS 6107—68			
— în condiţii normale		$3{,}8.10^{12}$	$3{,}8.10^{12}$	$3{,}8.10^{12}$
— după menţinere 96 ore la 95 ± 3%, u.r,		$1{,}7.10^{9}$	$3{,}6.10^{9}$	$9{,}1.10^{9}$
Rezistenţa la curenţii de scurgere, picături	DIN 53480	>100	>100	>100
Rezistenţa la incandescenţă	DIN 53459	T4	T4	T4

* greutatea specifică pentru grosimile de 3 şi 1 mm s-a determinat pe epruvete cu dimensiunile de 50 × 25 mm.
** determinări pe epruvete cu dimensiunile de 50 × 50 mm, după 24 ore + străpunse sub tensiuni.

S-au presat cîte 4 foi de material stratificat. Din foile şi plăcile de material stratificat s-au tăiat epruvete pe care s-au determinat proprietăţile fizico-mecanice şi electrice în condiţii normale şi după menţinere la umiditatea de 95% timp de 26 zile.

În tabela 4 se prezintă proprietăţile materialului stratificat obţinut din ţesătură de sticlă netratată cu finiş. Analizînd rezultatele prezentate în tabela 4 se constată că materialul stratificat are proprietăţi mecanice şi electrice corespunzătoare DIN 7735, tip Hgw 2272. Prin menţinerea materialului stratificat la umiditatea de 95% se constată că proprietăţile electrice scad considerabil, astfel produsul rezistă iniţial la tensiunea de 13 kV, 20 kV şi respectiv 25 kV (determinări perpendicular pe direcţia straturilor). După menţinere 4 zile la umiditatea de 95 ± 3%, acestea nu mai rezistă şi străpung sub tensiune la 4 kV, 8,5 kV şi respectiv 9,3 kV. Acelaşi lucru se observă la rezistenţa de izolaţie şi rezistivitatea de suprafaţă. În figura 1 se prezintă variaţia absorbţiei de apă în funcţie de timpul de menţinere, iar în figura 2, modul de comportare al materialului stratificat în timpul menţinerii la umiditate.

În tabela 5 se prezintă proprietăţile materialului stratificat obţinut din ţesătură de sticlă similară aceleia prezentată în tabela 4, însă dezancolată şi tratată cu finiş. Din tabelă se constată că prin tratarea cu finiş, proprietăţile mecanice se îmbunătăţesc, astfel rezistenţa la despicare creşte de la 195 kgf pentru materialul ce conţine ţesătură de sticlă netratată cu finiş, la 587 kgf pentru produsul ce conţine ţesătură de sticlă dezancolată şi tratată cu finiş.

Acelaşi lucru se observă şi la proprietăţile electrice, astfel după menţinerea la umiditate produsul rezistă timp de 1 minut la tensiunea de încercare iniţială de 13 kV, 20 kV şi respectiv 25 kV (determinări efectuate perpendicular pe direcţia straturilor). În figura 1 se prezintă variaţia absorbţiei de apă în funcţie de timpul de menţinere. Variaţia rezistenţei de izolaţie în funcţie de timpul de menţinere la umiditate este prezentată în figura 2.

Tabela 5

Proprietăţile materialului stratificat obţinut cu ţesătură de sticlă tratată cu finiş.

Denumirea caracteristicii	Metodă de determin.	Grosimea materialului stratificat		
		1 mm	3 mm	10 mm
Greutatea specifică, g/cm³*	STAS 5886–58	1,868	1,876	1,881
Rezistenţa la tracţiune, kgf/cm²	STAS 7144–54			
— în direcţia urzelii		2537,5	2896,3	2686,6
— în direcţia bătăturii		2432,5	2293,1	2137,4
Rezistenţa la încovoiere, kgf/cm²	STAS 5874–58			
— în direcţia urzelii		—	3169,3	2876,5
— în direcţia bătăturii		—	2864,5	2537,4
Rezilienţa kgfcm/cm²	STAS 5801–58			
— cu crestătură		—	—	86,7
— fără crestătură		—	—	117,5
Rezistenţa la compresiune, kgf/cm²	STAS 2873–58			
— perpendicular pe straturi		—	—	3000
— paralel cu straturile		—	—	2457,7
Rezistenţa la despicare, kgf	STAS 7144–65	—	—	587,5
Absorbţia de apă, mg+	—	24,6	45,2	65,1
Încercarea la tensiune timp de 1 minut, kV	STAS 5257–68			
— iniţial la temperatura de 90°C				
perpendicular pe straturi		13/2 min	20/2 min	25/2 min
paralel cu straturile		—	20/2 min	25/2 min
— după menţinere 96 ore la 95 ± 3% u.r.				
perpendicular pe straturi		13/1 min	20/1 min	25/1 min
paralel cu direcţia straturilor		—	20/1 min	25/1 min
Rezistenţa de izolaţie, Ω	STAS 6107–68	$8.6.10^{12}$	$8.6.10^{12}$	$8.6.10^{12}$
— în condiţii normale		$5,7.10^{11}$	$5,7.10^{11}$	$5,7.10^{11}$
— după menţinere 96 ore la 95 + 3% u,r,				
Rezistivitatea de suprafaţă, Ω	STAS 6107–68	$3,8.10^{12}$	$3,8.10^{12}$	$3,8.10^{12}$
— în condiţii normale		$5,6.10^{11}$	$5,6.10^{11}$	$5,6.10^{11}$
— după menţinere 96 ore la 95 ± 3% u,r,				
Rezistenţa la curenţii de scurgere, picături	STAS 53480	>100	>100	>100
Rezistenţa la incandescenţă	DIN 53459	T4	T4	T4

* greutatea specifică pentru grosimile de 3 şi 1 mm s-a determinat pe epruvete cu dimensiunile de 50×25 mm
\+ determinări pe epruvete cu dimensiunile de 50×50 mm, după 24 ore

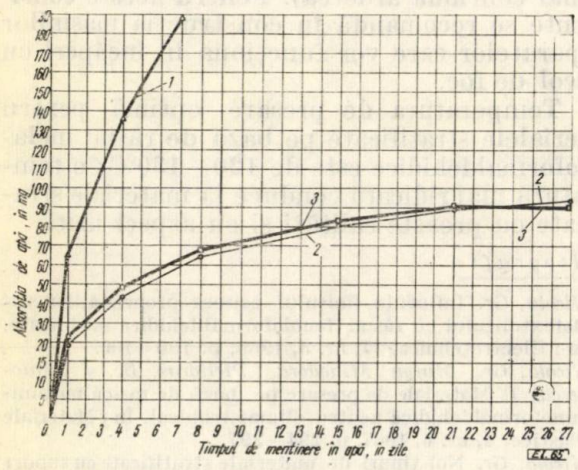


Fig. 1. Variaţia absorbţiei de apă a materialelor stratificate, obţinute cu diferite ţesături de sticlă, în timpul menţinerii în apă :
— *1* material stratificat cu ţesătură netratată cu finiş ; *2* — material stratificat — cu ţesătură de sticlă cu grosimea de 0,11 mm tratată cu finiş ; 3 — material stratificat cu ţesătură de sticlă fabricată de firma Pierre Genin Co.

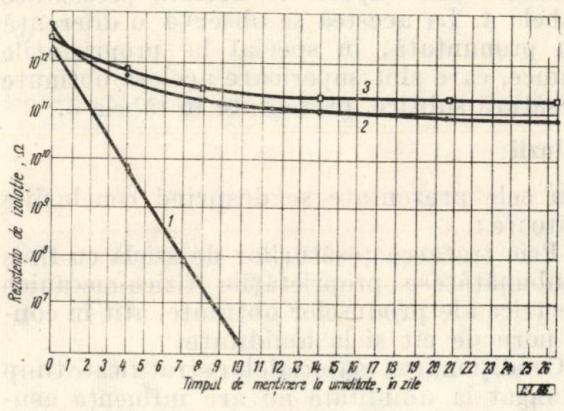


Fig. 2. Variaţia rezistenţei de izolaţie a materialelor stratificate obţinute cu diferite ţesături de sticlă, în timpul menţinerii la umiditate :
1 — material stratificat cu ţesătură netratată cu finiş ; *2* — material stratificat cu ţesătură de sticlă cu grosimea de 0,11 mm, tratată cu finiş ; *3* — material stratificat cu ţesătură de sticlă fabricată de firma Pierre Genin Co.

Tabela 6

Proprietăţile materialelor stratificate obţinute cu ţesătură de sticlă R.S.C. grosime 0,16 mm tratată cu finiş şi ţesătură produsă de firma Pierre G.

Denumirea caracteristicii	Metodă de determin.	Grosimea materialului stratificat		
		1 mm	3 mm	10 mm
Greutatea specifică, g/cm³*	STAS 5886–58	1,871	1,874	1,883
Rezistenţa la tracţiune, kgf/cm² – în direcţia urzelii – în direcţia bătăturii	STAS 7144–65	 2368,6 1913,2	 2735,3 2473,5	 2521,8 2247,9
Rezistenţa la încovoiere, kgf/cm² – în direcţia urzelii – în direcţia bătăturii	STAS 5874–58	 – –	 3264,7 2946,4	 2968,5 2650,7
Rezilienţa kgfcm/cm² – cu crestătură – fără crestătură	STAS 5801–58	 – –	 – –	 103,2 253,7
Rezistenţa la despicare, kgf	STAS 7144–65	–	–	785,5
Rezistenţa la compresiune, kgf/cm² – perpendicular pe straturi – paralel cu straturile	STAS 2873–58	– – –	– – –	 3000 2863,4
Absorbţia de apă+, mg		36,5	48,7	62,8
Încercarea la tensiune timp de 1 minut, kV – iniţial la temperatura de 90°C – perpendicular pe straturi – paralel cu straturile – după mentinere 96 ore la 95±3% u,r, – perpendicular pe straturi – paralel cu straturile	STAS 6257–68	 13/2 min – 13/1 min –	 20/2 min 20/2 min 20/1 min 20/1 min	 25/2 min 20/2 min 25/1 min 25/1 min
Rezistenţa de izolaţie, Ω – în condiţii normale – după menţinere 96 ore la 95±3% u,r.	STAS 6107–68	 $1,8.10^{12}$ $9,5.10^{11}$	 $1,8.10^{12}$ $9,5.10^{11}$	 $1,8.10^{12}$ $9,5.10^{11}$
Rezistivitatea de suprafaţă, Ω – în condiţii normale – după menţinere 96 ore la 95±3%, u,r.	STAS 6107–68	 $3,6.10^{12}$ $3,7.10^{11}$	 $3,6.10^{12}$ $3,7.10^{11}$	 $3,6.10^{12}$ $3,7.10^{11}$
Rezistenţa la curenţii de scurgere	DIN 53480	>100	>100	>100
Rezistenţa la incandescenţă	DIN 53459	T4	T4	T4

* greutatea specifică pentru grosimile de 1 şi 3 mm s-a determinat pe epruveta cu dimensiunile de 50 × 25 mm
\+ determinări pe epruvete cu dimensiunile de 50 × 50 mm

În tabela 6 se prezintă proprietăţile materialului stratificat obţinut cu ţesătura de sticlă tip TEXTIGLASS şi ţesătura de sticlă fabricată în R.S.C. cu o grosime de 0,16 mm. Din tabelă se constată că proprietăţile materialelor stratificate sînt superioare acelora prezentate în tabela 4. La acestea se observă o diferenţă puţin pronunţată, în special la proprietăţile mecanice, care sînt superioare acelora obţinute cu ţesătură subţire, prezentate în tabela 5.

Concluzii

Din cele prezentate se desprind concluziile următoare :

— Prin tratarea ţesăturilor de sticlă cu finiş se îmbunătăţesc proprietăţile fizico-mecanice şi electrice ale produselor obţinute, atît în condiţii normale cît şi la umiditate.

— Condiţionarea materialelor stratificate timp îndelungat la umiditate nu are influenţă asupra proprietăţilor electrice ale materialelor stratificate care conţin ţesătură de sticlă tratată cu finiş.

— Materialele stratificate obţinute posedă înaltă rezistenţă la curenţii de scurgere (fugă) precum şi o bună comportare la foc (incandescenţă), fiind superioare altor materiale stratificate (după îndepărtarea flăcării materialul nu îşi mai continuă arderea). Pentru aceste considerente se recomandă în construcţia maşinilor şi aparatelor care vor funcţiona în încăperi cu pericol de foc.

— Temperatura de presare optimă pentru materialele stratificate pe bază de răşini melaminoformaldehidice este de 120–130°C; o temperatură mai ridicată conduce la materiale stratificate cu proaste calităţi şi cu aspect urît.

Bibliografie

[1] *Nicola, Gr.* Influenţa finişului asupra proprietăţilor sticlotextolitului cu răşini fenoloformaldehidice modificate. În : Electrotehnica, **17**, nr. 3, 1969, p. 100–106.

[2] *Nicola, Gr., Murgu Minodora, Pîrligras, Ec.* şi *Simionescu, T.* Materiale de presare pe bază de răşină melaminoformaldehidică pentru climat tropical. În : Materiale Plastice, **4**, nr. 6, 1967, p. 294–297.

[3] *Nicola, Gr.* Noi tipuri de materiale stratificate cu suport hîrtie pentru electrotehnică. În : Electrotehnica, **18**, nr. 2, 1970, p. 47–53.

[4] *Jösler, M.* Gli effetti dei diversi agenti di legame silanici sulle proprieta dei pastici rinforzate con fibra di vetro. În : Materiale Plastiche ed Elastomeri, nr. 5, mai 1963, p. 652–660.

Intrat în redacţie la 15.IX.1970

Caracteristicile fizico-mecanice ale contactelor electrice de tip Mo-Cu-Ni pentru separatoare electrice

SEVER ŞONTEA şi LUCREŢIA FIRESCU * — Craiova

CZ 621.316.545.066.6.Mo-Cu-

Metalurgia pulberilor cunoaşte în ultimele decenii o dezvoltare vertiginoasă datorită avantajelor tehnico-economice pe care le prezintă în raport cu alte procedee tehnologice.

Printre avantajele tehnice este de menţionat în primul rînd faptul că prin sinterizare se obţin materiale cu porozitate bine precizată ca în cazul lagărelor autolubrifiante sau a filtrelor. Tot prin sinterizare se obţin amestecuri care nu se pot realiza prin alte procedee şi care se caracterizează prin proprietăţi fizice sau tehnologice deosebite cum ar fi contactele electrice şi aliajele dure pentru prelucrări mecanice.

Avantajele economice au şi ele o influenţă considerabilă în dezvoltarea metalurgiei pulberilor. Se cunoaşte faptul că greutatea pieselor sinterizate este aproximativ egală cu greutatea materiilor prime utilizate. Prin metalurgia pulberilor se pot obţine piese simple sau complexe, direct la forma şi precizia necesară, eliminîndu-se uneori aproape complet prelucrările mecanice, iar investiţiile specifice sînt mult mai reduse în comparaţie cu alte tehnologii de fabricaţie.

Folosirea pulberilor s-a produs mai întîi în industria constructoare de maşini ca după aceea să fie prezentă şi în industria electrotehnică. Ea a dat posibilitatea de a se realiza produse în industria electrotehnică la nivelul progresului tehnic mondial, chiar dacă uneori acest lucru a fost determinat de tehnicitatea impusă prin licenţele folosite.

În următorii ani necesarul de piese sinterizate va fi şi mai mare, constînd pe de o parte din piese cu caracter mecanic, iar pe de altă parte din piese cu specific strict electrotehnic.

Principalele piese cu specific electrotehnic sînt : contactele electrice, piese din materiale magnetice dure, piese din materiale magnetice moi, perii colectoare etc.

În legătură cu contactele electrice, cele mai pretenţioase sînt contactele de tip W—Cu—Ni sau Mo—Cu—Ni folosite la întreruptoare şi separatoare electrice, care trebuie să facă faţă în timpul exploatării la curenţi de ordinul zecilor de mii de amperi.

Lucrarea de faţă prezintă rezultatele obţinute la elaborarea contactelor pentru separatoare de tip Mo—Cu—Ni.

* Dr. ing. *Şontea S.* este şef de laborator, iar ing. Firescu L. este cercetător ştiinţific la Centrul de cercetare şi proiectare al GUAME — Craiova.

Condiţii calitative generale ale contactelor electrice

Siguranţa în exploatare a aparatelor electrice de înaltă tensiune destinate conectării şi deconectării circuitelor electrice depinde în mare măsură de dispozitivele de conectare. În aceste dispozitive un rol principal îl au contactele între care se produc descărcări electrice în formă de scîntei sau uneori în formă de arc.

Rapiditatea fenomenului de descărcare ca şi condiţiile grele de lucru : temperatura arcului, efectele de corodare etc., impun acestor contacte proprietăţi deosebite ca de exemplu : conductibilitatea termică mare, rezistenţă contra oxidării, rezistenţă la uzură mecanică, rezistenţă la arc etc.

În cazul contactelor folosite în curenţi tari se utilizează materiale cu proprietăţi diferite, care prin asocierea lor să confere în final calităţile de rezistenţă necesare. Astfel de asociaţii nu se pot realiza decît prin metalurgia pulberilor. Unul din componenţi asigură conductibilitatea electrică (în cazul de faţă cuprul), iar al doilea rezistenţa la uzură şi duritatea (în cazul de faţă molibdenul).

Proprietăţile fizico-chimice ale materiilor prime utilizate

După cum se cunoaşte molibdenul are calităţi care îl apropie mult de wolfram, din punct de vedere al punctului de topire (2625°C) al rezistenţei mecanice la temperaturi înalte, al coeficientului de dilataţie liniară ($5{,}45 \cdot 10^{-6}$ 1/°C). Rezistivitatea electrică a molibdenului la 0°C este de 5,17 $\mu\Omega$ cm. Aceste considerente au făcut ca el să înlocuiască uneori wolframul şi să fie utilizat în străinătate pentru fabricaţia contactelor electrice [1]. Din punct de vedere mecanic molibdenul în bare cu diametrul de 4 mm rezistă la solicitări de 80 kgf/mm² cu alungiri relative de 5—10%.

Datorită densităţii sale mai mici în comparaţie cu wolframul (10,2 g/cm³ faţă de 19,3 g/cm³), consumul de materii prime la confecţionarea pieselor este mai scăzut. Pe de altă parte molibdenul se poate prelucra mecanic mai uşor.

Pulberea de molibden folosită în timpul experimentărilor a avut granulaţia între 10—50 microni şi următoarea compoziţie chimică : Mo = 99,51%; W = 0,35%; Fe_2O_3 = 0,016%; Al_2O_3 = 0,006%; Ni = 0,001%; NaCl = 0,01%; KCl = 0,035%; SiO_2 = 0,003%; CaO = 0,007% şi O_2 = 0,06%.

Pulberea de cupru a avut o granulaţie sub 60 microni şi următoarea compoziţie chimică : Cu 99,61%; Fe = 0,01%; SO_4Zn = 0,007%; HNO_3 = 0,02%; O_2 = 0,1%; H_2O = 0,07%; Pb = 0,03% Sb = 0,008%; As — urme.

În ceea ce priveşte azotatul de nichel utilizat acesta este calitativ pur, fabricat după N.I. 2992—64 la uzina „Reactivul" Bucureşti.

Procesul tehnologic

Procesul tehnologic este format din următoarele faze : amestec între pulbere de molibden şi azotatul de nichel, reducerea amestecului în mediu neutru; introducerea liantului, presarea în comprimate; presinterizarea şi în final infiltrarea cuprului în mediu neutru sau în vid.

O schiţă de principiu a procesului tehnologic în ansamblu este prezentată în figura 1.

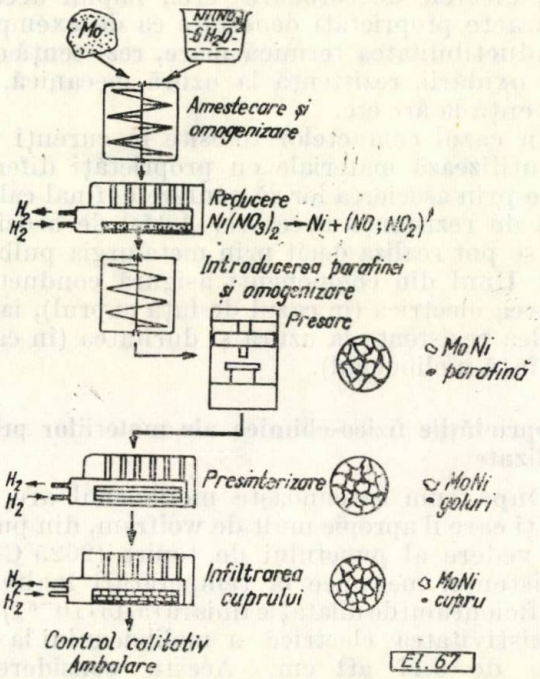


Fig. 1

După cum se observă procesul tehnologic este deosebit de complicat lucru pentru care fabricaţia acestor contacte se face în şarje mici, de obicei în ateliere sau laboratoare specializate, mai ales că producţia necesară este de serie mică sau mijlocie.

Amestecul între molibden şi nichel se poate face şi mecanic utilizînd pulbere de nichel, însă acest lucru este neindicat întrucît nu se asigură o repartiţie omogenă a nichelului în masa de molibden, iar pe de altă parte pulberea de nichel este un material greu de obţinut (deficitar).

Datorită acestor considerente varianta experimentală adoptată a fost aceea de a amesteca pulberea de molibden cu azotatul de nichel dizolvat în apă urmată de omogenizarea mecanică cu reducere în mediu neutru. În felul acesta nichelul se dispune într-o repartiţie mai uniformă.

Ca liant s-a folosit parafină farmaceutică. Presarea s-a făcut în matriţe din care au rezultat piese la cote finale fără să mai fie necesare prelucrări mecanice ulterioare. Un ansamblu din matriţa folosită este prezentat în figura 2.

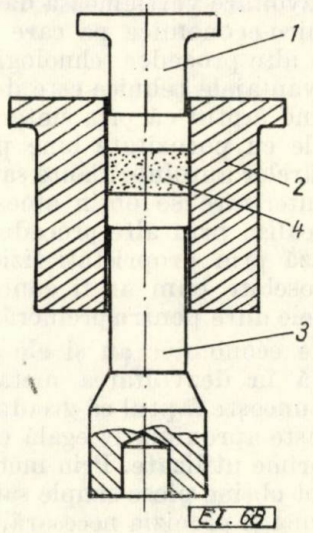


Fig. 2

1 — poanson superior; *2* — corp matriţă; *3* — poanson inferior; *4* — comprimatul.

Presiunea specifică utilizată a fost în mediu de 4 tf/cm².

Reducerea anterioară în mediu de hidrogen aduce particulele de pulberi într-o stare lipsită de oxizi, corespunzătoare etapei următoare, în care trebuie să se producă aderenţa.

Presinterizarea s-a executat în cuptoare electrice cu bare de silită în mediu de hidrogen pînă la temperatura de 1100°C, cu restricţii în ceea ce priveşte viteza de încălzire şi durata tratamentului.

În timpul procesului de presinterizare parafina se elimină şi se obţine o masă poroasă în care golurile porilor au o repartiţie uniformă.

În legătură cu procesul de introducere a cuprului, şi aici s-ar putea folosi amestecarea mecanică a pulberilor, însă acest proces ar dăuna omogenităţii finale. În cazul de faţă s-a adoptat infiltrarea pulberii de cupru prin topire în scheletul anterior realizat. Temperatura de lucru în această fază depăşeşte 1100°C. Pulberea necesară la infiltrare pentru fiecare reper se cîntăreşte la o balanţă analitică. Determinarea cantităţii de cupru care trebuie infiltrat se face prin calcul şi se verifică apoi experimental.

Pulberea de cupru care urmează să fie infiltrată se aşază în vase ceramice împreună cu piesa presată anterior din amestec molibden-nichel.

Temperatura înaltă ca şi mediul reducător în care se desfăşoară procesul contribuie la creşterea mobilităţii atomilor şi la mărirea forţelor de atracţie reciprocă, efecte care combinate cu topirea cuprului conduc la coeziunea elementelor prin sinterizare.

Calitatea contactelor

Calitatea contactelor care au făcut obiectul acestor experimentări s-a apreciat în laborator pe baza unor determinări de constante şi proprietăţi care se prezintă în continuare.

Duritatea s-a determinat după metoda Brinell, folosind o forţă de 62,5 kgf şi o bilă cu diametrul de 2,5 mm. Valoarea durităţii determinate variază între 187 şi 200 kgf/mm², media fiind 197 kgf/mm².

Ţinînd cont de faptul că la contactele W—Cu—Ni duritatea este în jur de 200 kgf/mm² se poate aprecia că, din acest punct de vedere, proprietăţile celor două categorii de contacte sînt sensibil egale.

Densitatea. Valoarea densităţii pieselor este de 10,1 g/cm³, de unde prin calcul rezultă o

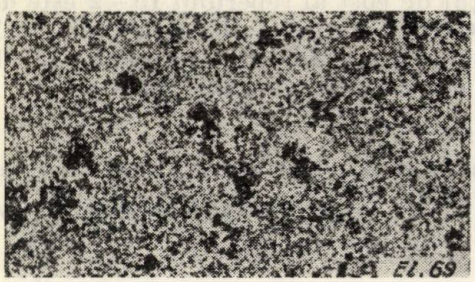


Fig. 3

porozitate de 28%. Ambele valori sînt apropiate de cele ale contactelor din W—Cu—Ni, însă puţin inferioare.

Rezistivitatea electrică determinată prin metoda curenţilor turbionari este de 0,0413 Ω mm²/m, fiind astfel apropiată de cea a contactelor din W—Cu—Ni de valoare 0,05 Ω mm²/m.

Structura. Pe o probă obţinută înainte de procesul infiltrării cuprului s-a analizat microstructura prin atac cu acid azotic şi clorură cuprică amoniacală. Figura 3 la o mărire de 120 : 1 reprezintă această structură. După cum se observă, porozitatea este repartizată uniform în masa de molibden, avînd forma unor cuiburi neregulate cu ramificaţii.

După infiltrarea cuprului (fig. 4) se remarcă în primul rînd o granulaţie mult mai fină decît în cazul wolframului şi de asemenea o repartiţie uniformă a cuprului în molibden.

Lipirea. Pentru funcţionare, contactele urmează să fie lipite pe o pîrghie de alamă şi montate în separatoare.

S-au executat mai multe probe de lipire folosind ca material de aderenţă alama în formă de sîrmă cu diametrul de 5 mm. Topirea s-a făcut cu ajutorul unei flăcări oxiacetilenice. Cu ocazia acestor probe s-a remarcat că baia topită se formează uşor şi aderenţa e suficientă. Pentru aprecierea calităţii lipiturilor, astfel realizate, s-au executat analize microscopice

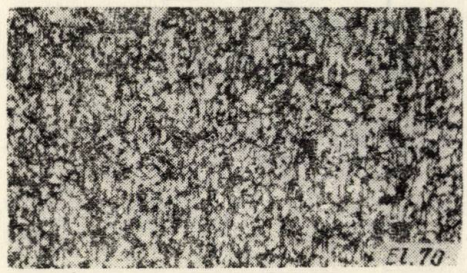


Fig. 4

în secţiunea lipită. De asemenea, pentru a compara calitatea lipiturii în cazul contactelor de W—Cu—Ni faţă de cele din Mo—Cu—Ni analiza s-a făcut pentru fiecare caz în parte.

Figura 5 reprezintă secţiunea unei lipituri dintre alamă şi aliajul W—Cu—Ni în timp ce figura 6 reprezintă secţiunea unei lipituri dintre alamă şi aliajul Mo—Cu—Ni, ambele la mărire de 120 : 1.

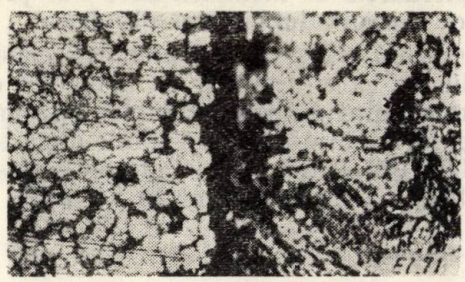


Fig. 5

Din aceste fotografii rezultă că în ambele cazuri se produce o lipitură corespunzătoare, fără defecte, care asigură buna funcţionare a produselor în timpul exploatării.

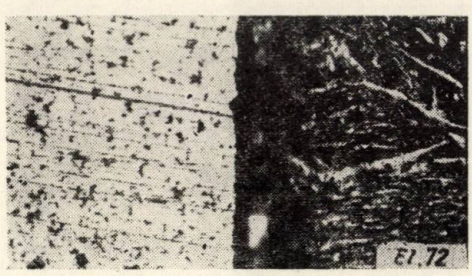


Fig. 6

Contracţia volumetrică. Cu ocazia experimentărilor efectuate între dimensiunile pieselor presate înainte şi după sinterizare a fost determi-

nată o contracție liniară de circa 10% în comparație cu cea determinată în cazul contactelor de W—Cu—Ni de circa 3—4%.

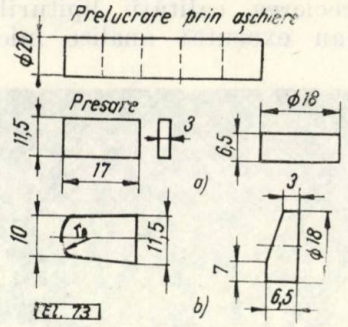


Fig. 7

Concluzii

În comparație cu contactele W—Cu—Ni cunoscute de mai mulți ani în țara noastră, contactele din Mo—Cu—Ni prezintă proprietăți apropiate. Din punct de vedere economic procesul tehnologic descris elimină în mare parte pierderile de molibden care s-ar produce în ipoteza importului de bare cilindrice.

În figurile 7 și 8 se arată schematic economiile de molibden care se produc ca urmare a eliminării importului de bare cilindrice față de presarea în forme la dimensiuni finale după tehnologia descrisă. După cum se observă consumul de molibden pentru reperul I5—2 scade de la 30 grame în varianta prelucrării din bare, pînă la 12 grame în varianta de presare „b" arătată în figura 7. Aceasta înseamnă la producția anu-

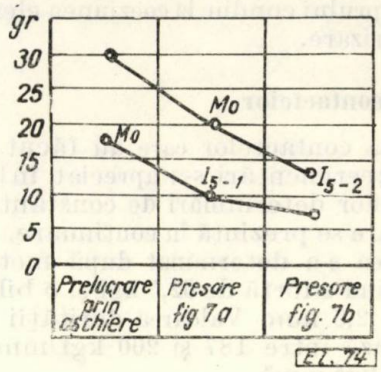


Fig. 8

ală o economie de circa 162 kg pulbere sau 16 200 lei valută vest. În cazul reperului I5—1, economia pe reper este de 10 grame, iar la producția anuală circa 40 kg pulbere sau 4 000 lei valută vest.

Prețul de cost al reperului I5—2 este de circa 9,10 lei la execuția din wolfram și 9,16 lei la execuția din molibden . La reperul I5—1 prețurile sînt de asemenea apropiate.

Bibliografie

[1] Prospect Cie Industrielle des métaux électroniques Paris.

Intrat în redacție la 27.VI.1970

RECENZII

CZ 621.365.2

A. D. Svencianski si M.I. Smeleanski. **Cuptoare electrice industriale** (Electriceskie promîslenîe pecii). Moscova, Editura Energhia, 1970.

Pe cuprinsul a nouă capitole se fac consideraţii asupra principalelor probleme de proiectare, realizare şi exploatare a cuptoarelor electrice industriale. În introducere se prezintă clasificarea cuptoarelor electrice cu arc voltaic şi se comentează schemele de principiu ale diferitelor tipuri de cuptoare industriale cu arc electric.

După o succintă prezentare a evoluţiei cuptoarelor electrice cu arc se descriu cele mai uzuale instalaţii folosite în exploatări industriale.

În primul capitol se fac investigaţii asupra aspectelor fizice şi tehnice ale cuptoarelor electrice cu arc construindu-se modelele matematice ale tensiunii şi curentului din instalaţiile industriale de puteri medii. Se scriu relaţiile ce leagă tensiunea aplicată, de curentul prin circuitul cuptorului atît pentru instalaţii de curent continuu cît şi pentru cele de curent alternativ. Pentru ambele tipuri de cuptoare se trasează caracteristica voltampermetrică şi se definesc principalele caracteristici electrice ale instalaţiilor din cadrul cuptoarelor industriale cu arc. Se descriu schemele electrice de principiu şi se comentează regimurile de funcţionare a diferitelor tipuri de cuptoare industriale.

În capitolul al doilea se descrie construcţia şi se fac consideraţii asupra tehnologiei de fabricaţie a cuptoarelor industriale cu arc.

Diversele soluţii şi schemele constructive cuprind o serie de elemente inedite şi arată cum se concepe asemenea instalaţii astfel încît regimurile de funcţionare să fie optime.

Exemplificări de descriere şi proiectare se fac pe cinci tipuri de cuptoare avînd capacităţile cuprinse între 25 şi 200 tone. Pentru aceste tipuri de cuptoare se trece în revistă aparatajul de măsură înregistrare şi control şi se indică tehnologia de realizare a schemelor electrice.

Capitolul al treilea se referă la calculul cuptoarelor electrice cu arc. Astfel se determină modelul matematic al puterii şi energiei absorbite (kWh/tonă). Se trasează curbele de variaţie ale consumurilor specifice de energie şi a principalilor indici de funcţionare în cazul variaţiei puterii active absorbite.

Relaţiile de calcul se referă la dimensionarea cuptorului şi anume: se determină secţiunea şi lungimea electrozilor, temperatura necesară topirii metalului, diametru şi înălţimea cuptorului etc. Se construieşte bilanţul energetic al unui cuptor electric de 20 tone şi se indică relaţia de calcul al randamentului scrisă cu ajutorul mărimilor din structura bilanţului.

În capitolul al patrulea se fac consideraţii asupra caracteristicilor electrice şi mecanice ale cuptoarelor cu arc insistîndu-se în principal asupra regimurilor de funcţionare. În acest scop se descriu schemele electrice de principiu şi se determină relaţiile de calcul ale puterii cuptoarelor cu arc.

După prezentarea regimurilor nesimetrice de funcţionare a cuptoarelor se trec în revistă principalele mărimi şi se comentează o serie de măsuri practice privind simetrizarea instalaţiei electrice.

Capitolul al cincilea se referă la fizica şi tehnica obţinerii temperaturilor dorite în interiorul cuptoarelor electrice.

În cel de-al şaselea capitol se descriu atît sub aspect constructiv cît şi funcţional cuptoarele electrice de mică putere.

În capitolul al şaptelea se fac consideraţii privind realizarea vidului în cuptoarele electrice industriale şi se descriu principalele instalaţii care se utilizează în industrie. Calculele prezentate înlesnesc proiectarea instalaţiilor şi a anexelor pentru realizarea vidului.

În ultimile două capitole se fac referiri la electronica cuptoarelor electrice cu arc. Astfel se prezintă schemele de comandă şi reglaj şi se comentează tehnologia lor de fabricaţie şi realizare. Cartea se încheie cu 53 de referinţe bibliografice. Din structura celor nouă capitole prezentate pe 255 pagini reiese concepţia de proiectare, realizare şi exploatare a cuptoarelor electrice cu arc, iar pe de altă parte izvorăşte metodologia de calcul a principalelor mărimi electrice şi mecanice.

Îmbinarea prezentării tehnologiei de fabricaţie şi realizare a cuptoarelor cu soluţionarea regimurilor de funcţionare dă cărţii un caracter complex şi unitar.

Modelarea matematică a caracteristicilor electrice înlesneşte să clarifice o serie de aspecte fenomenologice din fizica şi tehnica cuptoarelor cu arc şi precizează metodologia de proiectare şi exploatare a instalaţiilor electrice de această factură.

Cartea reuşeşte să îmbine diversele aspecte teoretice cu nenumărate părţi practice şi pune astfel la dispoziţia electrotehnicienilor o serie de consideraţii necesare proiectării şi realizări în industrie a cuptoarelor electrice cu arc.

Conf. dr. ing. *A. Carabulea*

Alexander Kusco. **Comanda motoarelor de cunent continuu cu ajutorul semiconductoarelor** (Solid-state d.c. motor drives). The M.I.T. Press. Cambridge, Massachusets, and, England, 1970, 126 pag.

Realizarea în ultimii ani a unor semiconductoare de putere comandate, sigure în exploatare, de volum redus şi la un preţ acceptabil a permis crearea unor sisteme noi de comandă a maşinilor electrice prin frecvenţă, tensiune, flux de excitaţie etc. sisteme care au început să aibă o aplicare din ce în ce mai largă în toate ramurile industriei şi transporturilor.

Cartea Profesorului Kusco, de la Massachusetts Institute of Technology, tratează problema motoarelor de curent continuu clasice şi este prima dintr-o serie de lucrări care vor prezenta pe larg posibilităţile de comandă cu ajutorul semiconductoarelor a tuturor tipurilor de maşini electrice.

Datorită caracteristicilor sale mecanice, a posibilităţilor relativ simple de comandă prin tensiune şi flux de excitaţie, motorul de curent continuu este astăzi utilizat în cele mai diverse domenii. Comanda sa prin sisteme cu semiconductoare a permis obţinerea oricăror caracteristici, cu instalaţii competitive economic şi într-o gamă de puteri mergînd pînă la 10 000 kW.

Cu toate acestea, datorită timpului scurt scurs de la primele încercări şi pînă la larga utilizare a noilor sisteme de comandă, cartea Profesorului A. Kusco poate fi considerată ca prima lucrare în literatura anglo-saxonă care să se ocupe pe larg de această problemă. Alte lucrări [1], [2], [3], [4] se preocupă în special de comportarea sistemelor cu semiconductoare comandate, acordînd o atenţie mult mai mică comportării maşinii electrice în sistem. Bazată pe o bogată experienţă inginerească şi pedagogică, pe ultimile realizări ale tehnicii, cartea Profesorului Kusco vine să umple un gol important din literatură, adresîndu-se atît celor care se ocupă de exploatarea, proiectarea şi construcţia sistemelor de acţionări electrice cît şi studenţilor facultăţilor de Electrotehnică şi Automatică din ultimii ani.

Cartea are nouă părţi principale în care se prezintă caracteristicile motoarelor electrice de curent continuu, diversele tipuri de sisteme de comandă şi efectele lor asupra comportării maşinii.

Partea I-a reprezintă o trecere în revistă a caracteristicilor diverselor acţionări şi a posibilităţilor de comandă ale motoarelor de curent continuu şi universale. Caracteristicile lor electromecanice fac subiectul celui de al doilea capitol. Sînt prezentate în detaliu regimurile staţionare şi dinamice ale motoarelor derivaţie şi serie, comutaţia şi efectele ei, influenţa curentului ondulat asupra funcţionării maşinii.

Capitolul al III-lea prezintă diversele sisteme de redresoare, monofazate în simplă şi dublă alternanţă, trifazată în punte simplă sau dublă, sisteme cu diode şi tiristoare.

Capitolul IV se ocupă de cel mai simplu tip de comandă a tensiunii de alimentare a motorului de curent continuu derivaţie — alimentare monofazată şi redresare prin tiristor comandat chiar de tensiunea alternativă. Utilizarea acestei

scheme simple este însă limitată la puteri reduse (sub 0,5 kW). La puteri ceva mai mari (0,5÷4 kW) o soluţie îmbunătăţită este redresorul monofazat în punte cu două diode şi două tiristoare. O variantă cu un singur tiristor o prezintă schema Gaudet, un redresor cu patru diode în punte, care alimentează printr-un tiristor motorul de curent continuu la bornele căruia este montată o diodă pentru curent invers.

Pentru puteri mai mari (capitolul V) soluţia propusă o reprezintă utilizarea punţilor trifazate în simplă sau dublă alternanţă, cu trei sau şase tiristoare, care pot lucra atît în regim redresor cît şi de ondulor (frînare recuperativă).

Capitolul al VI-lea se ocupă de motorul universal cu colector şi diversele sale posibilităţi de comandă — tiristoare pentru monoalternanţă (schemele Momberg şi Gutzwiller), triacdiac pentru dublă alternanţă.

O altă metodă de comandă a motoarelor de c.c. (capitolul VII) o reprezintă comanda prin impulsuri (chopper), metodă aplicată la alimentarea din surse de curent continuu şi cu aplicaţii deosebite în cazul automobilelor electrice.

Capitolul VIII reprezintă o trecere în revistă a specificărilor sistemelor de comandă, un breviar de definiţii caracteristice comenzii motoarelor de curent continuu şi din tehnica redresoarelor. O întreagă parte (IX) este dedicată echipamentului de comandă. Un prim subcapitol se ocupă de elementele de comandă a semiconductoarelor, remarcîndu-se două mari categorii: elemente magnetice (amplificatoarele magnetice şi reactorii saturabili comandaţi) şi elemente semiconductoare de comandă (trigere cu tranzistoare unijoncţiune). Al doilea subcapitol tratează diversele posibilităţi de reglaj a vitezei (reacţii tahometrice, de curent etc.) precum şi controlul fluxului de excitaţie. Al treilea subcapitol îl prezintă construcţia diverselor redresoare, choppere şi a sistemelor lor de comandă. Opt fotografii prezintă cîteva realizări din acest domeniu oferind o imagine suplimentară cititorului.

Ultima parte a cărţii se ocupă de diversele avarii ce pot apărea în sistemele de comandă cu semiconductoare precum şi posibilităţile lor de protecţie (pentru supratensiuni la bornele semiconductoarelor — thyrectory, capacităţi şi rezistenţe în paralel, iar pentru scurtcircuite—fuzibile ultrarapide).

În concluzie, cartea lui A. Kusco este o lucrare de valoare, care abordează la un nivel superior problemele comenzii motoarelor de curent continuu prin tiristoare şi va trezi fără îndoială interesul specialiştilor în acest domeniu.

Bibliografie

[1] *Gutzwiller, F. W.* SCR Manual, General Electric, Syracuse, N. Y. 1967.
[2] *Gentry, F. E.* Semiconductor Controlled Rectifiers, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1964.
[3] *Schaefer, J.* Rectifier Circuits, Theory and Design. John Wiley, New York, 1965.
[4] *Mullard.* Power Engineering using Thyristros, Mullard Limited, Londra, 1970.

Dr. Ing. *Răzvan Măgureanu*

MULLARD. **Utilizarea tiristoarelor în sisteme electrice de putere** vol.I. **Tehnica comenzii puterii prin tiristoare** (Power Engineering using Thyristors, vol. 1, Techniques of Thyristor Power Control) Londra, Mullard Limited, 1970, 228 pag.

Deşi de la introducerea pe scară industrială a tiristoarelor nu au trecut mai mult de 13 ani aceste semiconductoare comandate au început să aibă din ce în ce mai multe aplicaţii.

Dacă la început tiristorul a fost un element scump utilizat numai în scopuri speciale, astăzi putem spune că nu există domeniu al electrotehnicii unde prezenţa sa să nu fie simţită. Noutatea cît şi domeniul mare de aplicabilitate a acestor elemente este explicaţia unei bogate literaturi de specialitate, lucrări publicate atît de universitari cît şi de case constructoare cunoscute (Siemens, General Electric Westinghouse etc.) În această din urmă categorie se găseşte şi lucrarea de faţă. Editată de un grup de specialişti ai firmei Mullard Limited, cea mai mare firmă de semiconductoare şi circuite integrate din Anglia, cartea se bazează pe experienţa de peste zece ani a casei amintite, oferind nu numai soluţii de ansamblu în utilizarea tiristoarelor, ci realizări efective, metode concrete de control şi scheme verificate în exploatare.

Lucrarea are opt capitole, capitole în care se prezintă pe larg problemele de teorie, de construcţie şi utilizarea tiristoarelor şi sistemelor lor de comandă.

Capitolul 1 — Tiristorul şi caracteristicile sale, prezintă principiul de funcţionare a seminconductoarelor comandate, caracteristicilor lor, defineşte diversele mărimi specifice din acest domeniu, limitele de temperatură şi posibilităţile lor de comandă.

Capitolul 2 — Tehnica comenzii tiristoarelor, se ocupă de comanda şi funcţionarea tiristoarelor ce lucrează conectate la reţeaua de curent alternativ. Sînt prezentate convertoarele de curent alternativ — curent alternaticv (c.a/c.a.) monofazate cu unul sau două tiristoare, trifazate cu trei sau şase tiristoare. O atenţie deosebită se dă naturii sarcinii şi felului cum influenţează la funcţionarea elemetelor semiconductoare. O a doua parte o formează redresoarele comandate (convertoarele c.a/c.c.), puntea monofazată jumătate comandată, puntea întreg comandată, puntea trifazată simplă sau dublă.

Capitolul al III-lea este afectat comutaţiei sau stingerii tiristoarelor. Pentru tiristoarele ce funcţionează alimentate de la reţeaua de curent alternativ, stingerea lor se face automat la trecerea prin zero a curentului. Există însă sisteme (choppere, invertoare) care funcţionează independent şi sînt necesare metode artificiale de stingere.

Capitolul 4 — Diode pentru curent invers, studiază cazul alimentării unor sarcini inductive statice sau dinamice (motoare de curent continuu), prin diverse sisteme comandate.

Sistemele limitatoare de curent fac subiectul capitolului 5. Triggerizarea tiristoarelor este astfel realizată încît curentul de sarcină să fie practic constant. Aceste sisteme au aplicaţii în comanda servomotoarelor de curent continuu, în funcţionarea lămpilor cu incandescenţă de mare putere la cuptoare electrice cu rezistenţă la alimentarea invertoarelor etc.

O atenţie deosebită în utilizarea tiristoarelor trebuie dată protecţiei lor la scurcircuite. Capitolul 6 tratează acest subiect şi prezintă principiul de construcţie al diverselor fuzibile, caracteristicile lor, criteriul lor de alegere. În încheierea capitolului se fac recomandări pentru fiecare semiconductor în parte, ce fuzibil din gama fabricată de Mullard să fie ales.

O altă sursă de avarii o constituie supratensiunile la bornele tiristoarelor.

Capitolul VII începe cu descrierea acestor supratensiuni, cauzele care conduc la apariţia lor, precum şi diversele metode de limitare şi protecţie. Dintre supratensiuni deosebit de periculoase sînt cele care apar datorită elementelor de comutare din reţea, întîmplătoare etc. Limitarea lor este asigurată prin filtre dispuse la bornele punţii cu redresoare, circuite RC la bornele tiristoarelor.

Ultimul capitol, 8, aplicaţiile tiristoarelor se ocupă pe scurt de diversele lor domenii de utilizare. Sînt prezentate realizări ale firmei Mullard, redresoare, circuite de comandă, diverse module livrabile la cerere. Dintre acestea citâm echipamentul de triggerizare pentru punţi mono şi trifazate, sisteme de comandă a motoarelor de curent continuu, reacţii tahometrice etc.

O bibliografie remarcabilă (diverse comunicări ştiinţifice ale specialiştilor firmei) poate fi utilizată pentru obţinerea unor date suplimentare în diverse aplicaţii, completînd astfel lucrarea şi lărgindu-i domeniul de aplicabilitate.

Acest volum, primul dintr-o serie care va trata pe larg toate aplicaţiile semiconductoarelor comandate de putere, este o lucrare valoroasă, de nivel superior şi se adresează atît cercetătorilor cît şi inginerilor din producţie, oferind date concrete şi realizări de ultimă oră ale tehnicii.

Dr. Ing. *R. Măgureanu*

REFERATE

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.14

Miroslaw Bauer. **Determinarea cîmpului magnetic rezultant într-un motor universal.** (Bestimmung des resultierenden magnetischen Feldes in einem Universalmotor). În: ETZ—A, nr. 5, 1970, p. 284—288, 4 fig., 6 grafice, 3 tabele.

Calculul circuitului magnetic la un motor universal alimentat cu curent alternativ urmează să arate legătura dintre întreaga tensiune inductivă şi curent. Este deci vorba de dependenţa tuturor fluxurilor active şi dispersate de curent şi de combinarea acestora cu bobinajul din stator şi rotor. Determinarea cîmpului magnetic se face la un motor de anumite dimensiuni (desenat în secţiune) şi posedînd un anumit bobinaj.

Determinarea fluxurilor magnetice efective în toţi dinţii rotorului unui motor universal permite să se calculeze fluxurile magnetice şi inducţiile în diferitele secţiuni ale chiulasei rotorului şi în fierul statorului. Astfel devine posibil un calcul mai precis al tensiunilor magnetice pentru aceste părţi ale circuitului magnetic. Pentru motorul luat ca exemplu sînt indicate valorile acestor tensiuni în rotor şi stator şi utilizate la construcţia curbelor caracteristice rezultante. Din aceste curbe se pot determina fluxurile dinţilor la un anumit curent. Din combinaţia tuturor acestor fluxuri cu bobinajele statorului şi rotorului se calculează apoi tensiunile de reactanţă corespunzătoare.

Dificultatea calculelor constă în faptul că în motoare universale, adică în motoarele serie necompensate, fluxul magnetic longitudinal nu poate fi separat de cel transversal. Se calculează în primul rînd cîmpul rezultant în întrefier şi în spaţiul dintre poli, făcîndu-se uz şi de procedeul lui Lehmann. Se determină apoi fluxurile magnetice şi aspectul lor. Un tablou conţine conductibilităţile dinţilor iar un alt tablou calculul curbelor caracteristice de trecere ale fluxului total, adică a sumei fluxurilor magnetice din diferiţii dinţi. Două grafice arată curbele de trecere ale fluxurilor totale în întrefierul superior, respectiv cel inferior. Un alt grafic redă curbele fluxurilor parţiale ale dinţilor dintre poli.

În concluzie autorul atrage atenţia asupra faptului că sistemul rezolvării acestei probleme se apropie de condiţiile fizicale, deoarece separarea cîmpului longitudinal de cel transversal nu este posibilă într-o maşină serie.

Gh. C.

CZ 621.313.322.026.448 : 621.045.1 : 537.312.62

× × × **Înfăşurări supraconductoare pentru marile generatoare sincrone** (Superconducting winding for large sychronous generator). În: Electrical Review, vol. **187**, nr. 10, 4 sept 1970, p. 343—344, 1 fig.

Proiectele experimentale şi încercările pe prototipuri efectuate la Institutul Tehnologic din Massachusetts, au arătat că generatoarele cu înfăşurări de excitaţie supraconductoare sînt economic justificate. Astfel de maşini vor putea fi realizate pentru puteri între 10 000 şi 100 000 MW. Ca model a fost realizat un generator de 80 kVA, de curent alternativ. Partea activă a rotorului este prevăzută a funcţiona într-o incintă în care se face vid, pentru a îmbunătăţi izolarea termică. Înfăşurările sînt realizate din Niobiu — Titan şi sînt menţinute la o temperatură în jurul a 4°K cu heliu lichid. Ecranul electrotermic este menţinut la o temperatură de 20°K şi serveşte atît pentru ecranare termică a rotorului faţă de stator, cît şi pentru amortizarea cîmpurilor alternative ce tind a pătrunde în înfăşurarea rotorului.

Înfăşurările statorului sînt de tip convenţional. Densitatea de curent în înfăşurarea rotorului poate atinge $1{,}24 \times 10^8$ A/m², iar inducţia în întrefier 5,5 Wb/m².

Studiile efectuate pînă în prezent au condus la concluzia că, cel puţin în condiţiile actuale, generatoarele cu înfăşurări de excitaţie supraconductoare vor fi economice pentru unităţi avînd puteri peste 20 000 MVA.

T. C.

CZ 621.313.333.2 — 531.6.026.443

Wheatley, E.J. **Un nou sistem de reglaj într-un domeniu larg de viteze, pentru motoarele de inducţie mici** — (new wide range speed control system for small induction motor.) În: Electrical Rewiew, vol. **187**, nr. 10, 4 sept 1970, p. 339—340, 2 fig., 3 ref.

Cunoscînd dezavantajele metodelor actuale, a fost dezvoltat un nou sistem de variaţie a vitezei motoarelor mici, cu rotorul bobinat.

În acest sistem este utilizată o schemă ce reprezintă o combinaţie între metoda de reglare prin recuperarea puterii de alunecare şi metoda de comutare a curentului din rotor. Schema necesită numai trei tiristoare, ceea ce reduce preţul de cost faţă de vechile scheme, concomintent cu creşterea siguranţei în exploatare. La viteze mari sau apropiate de viteza nominală schema de reglaj prin comutare a curentului determină o tendinţă de scădere a vitezei. Această tendinţă poate fi corectată prin creşterea unghiului de aprindere a tiristoarelor, astfel încît să se producă un transfer de putere către rotor. În acest caz tiristorul lucrează cu redresor şi nu cu invertor.

Spre deosebire de metoda de comutare a curentului în rotor, aprinderea tiristoarelor se face întotdeauna la frecvenţa reţelei.

Folosind noua metodă de reglaj, domeniul de variaţie a vitezei este o funcţie de raportul numărului de spire din stator şi rotor.

Încercările efectuate asupra a două motoare, unul cu doi poli de 3 CP şi altul de 1 CP, cu patru poli, au condus la rezultate încurajatoare. Se consideră că sistemul oferă o alternativă reală multor aplicaţii ale motoarelor de curent continuu. Costurile sînt comparabile, iar performanţele tehnice cel puţin la fel de bune, din multe puncte de vedere.

T. C.

CZ 621.311.11.024 : 621.313.32.045.58

× × × **Îmbunătăţirea stabilităţii sistemelor prin utilizarea alternatoarelor avînd rotoare cu înfăşurări divizate şi legături în curent continuu de înaltă tensiune** (Improving power system stability with divided — winding rotors and h.v.d.c. links). În: Electrical Review, vol **187**, nr. 10, 4 sept 1970, p. 333—335, 4 fig.

Actuala generaţie de surse de excitaţie pentru alternatoare, folosite în sistemul englez, este formată din maşini de curent alternativ şi redresoare formate din diode; amplificatoarele magnetice şi semiconductoarele sînt folosite pe partea de reglaj a tensiunii. Tensiunile de plafon ale surselor de excitaţie sînt aproximativ de două ori mai mari decît tensiunea nominală de excitaţie, iar această tensiune de plafon poate fi atinsă în 0,3 secunde, plecînd de la tensiunea nominală.

O viteză mult mai mare de răspuns se obţine prin utilizarea în sursa de excitaţie a tiristoarelor. Cu aceste scheme se poate îmbunătăţi stabilitatea în mod apreciabil, datorită creşterii importante a vitezei de răspuns a sistemului de excitaţie. Diverse tipuri de înfăşurări ale rotorului pot prezenta anumite calităţi care îmbunătăţesc atît stabilitatea în regim tranzitoriu cît şi capacitatea generatorului de a absorbi putere reactivă. În prezent în Anglia se realizează un rotor, pentru un generator de 500 MW, avînd înfăşurarea divizată. În generatoarele obişnuite înfăşurarea rotorului, aşa cum se realizează în prezent, reprezintă un compromis între regimul de

sarcină şi funcţionarea în regim reactiv; în rotorul cu înfăşurări divizate cele două funcţiuni sînt separate, alimentînd în mod separat cele două înfăşurări. În aceste condiţii axa tensiunii magnetomotoare nu mai este rigidă faţă de poziţia fizică a rotorului, modificînd unghiul intern al generatorului fără a modifica poziţia sincronă a rotorului faţă de stator.

T. C.

CZ 621.314.2 *Transformatoare*

CZ 621.314.21.027.048.1

Casper, W., Hleindl, H., Hurrle, K. şi Widman W. **Măsurarea izolaţiei la transformatoarele de foarte înaltă tensiune** (Isolationsbemessung von Höchstspannungstransformatoren). În: ETZ—A, nr. 4, 1970, p. 227—229.

În legătură cu noile recomandări (discutate la IEC—TC 28) în privinţa dimensionării izolaţiei din instalaţiile de foarte înaltă tensiune, autorii îşi dau avizul privind controlul izolaţiei interioare pentru transformatoarele cu tensiuni de serviciu de peste 300 kV. Sînt discutate propunerile de încercare cu supratensiuni de manevră precum şi a descărcărilor parţiale cu valori-limită dinainte fixate. Sînt discutate apoi cazurile încercării la tensiunea de şoc, a încercării cu tensiune de şoc întreruptă şi a stabilităţii termice. În continuare urmează exemple privind reducerile de cost, ce se pot obţine cu transformatoarele de 400 kV.

Cele relatate se bazează pe o lucrare a autorilor H. Darsch şi W. Rabus. La controlul izolaţiei unor astfel de transformatoare sînt prevăzute în actualele prescripţiuni germane şi internaţionale următoarele:

— un control cu tensiune alternativă cu autoexcitaţie;
— o verificare cu întreaga tensiune de şoc;
— un supracontrol adiţional cu tensiunea de 15% peste valoarea de şoc inferioară.

Într-un grafic sînt arătate în funcţie de timp tensiunile de străpungere pentru diferiţi dielectrici, tensiunile fiind reduse la tensiunea de străpungere de durată, cu frecvenţa de 50 Hz. Un al doilea grafic redă, tot în funcţie de timp, pentru transformatoarele avînd electrozii îmbrăcaţi, tensiunea de străpungere în funcţie de tensiunea străpungerii la anclanşare. Trăgîndu-se concluziile din ambele grafice se deduce, de exemplu că după graficul 1 în domeniul analizărilor tensiunea de străpungere în aer este mai mică decît tensiunea de străpungere la curentul alternativ iar în ulei este superioară acesteia.

Dacă referim însă (conform graficului 2) dependenţa de timp a tensiunei de străpungere la tensiunea de străpungere a anclanşării sau declanşării, această tensiune permanentă relativă este în aer mai mare şi în ulei mai mică decît tensiunea de străpungere la manevre.

Un alt grafic arată oscilogramele experienţelor de manevră pînă la distrugere cu un transformator monofazic de 30 MVA 12/253 $\sqrt{3}$ kV alimentat la partea de joasă tensiune. Sînt menţionate experienţele din U.S.A. de a reduce valorile de încercare a tensiunilor alternative şi de şoc. Sînt discutate apoi amănunte privind încercarea cu tensiune de şoc, a descărcărilor interioare parţiale şi a stabilităţii termice. Un tablou comparativ redă apoi 2 cazuri cu tensiune de încercare, diferite, arătîndu-se diferenţa de preţ obţinută.

Gh. C.

CZ 621.316 *Distribuirea energiei electrice: Reţele. Redeschiderea şi închiderea circuitelor. Protecţia aparatelor şi instalaţiilor.*

CZ 621.316.1 : 621.315.211

Gröber, *R.*, Stein, *B.* şi Weitzel, *G.* **Experienţe privind stabilirea factorului de încălzire rapidă şi a încălzirii finale admise în caz de scurtcircuit la conductorii de cupru izolaţi cu PVC** (Versuche zur Ermittlung des Kurzerwärmungsfaktors und der zulässigen Kuzschluss—End temperatur bei PVC — Kabeln mit Kupferleitern). În: Elektrizitätswirtschaft, nr. 21/1970, p. 578—582, 2 fig., 3 graf., 2 tabele.

Experienţele sînt realizate de către Societatea pentru studierea instalaţiilor de înaltă tensiune (S.f.H.). Este vorba de încălzirea cablurilor în perioada dintre producerea scurtcircuitului şi momentul declanşării, cînd izolaţia (din cauza timpului scurt) nu are posibilitatea să preia, în toată grosimea ei, temperatura conductorilor. S-a căutat a se stabili cît poate să se încălzească un cablu, adiabatic, adică fără încălzirea izolaţiei.

Se arată că în acest scurt interval (al scurtcircuitului) nu este de aşteptat o schimbare a calităţilor de izolaţie electrică sau a structurii mantalei izolatoare ci doar o înmuiere a acesteia legată de o eventuală deplasare a conductorilor. Urmează cîteva consideraţii privind temperatura finală admisă în funcţie de grosimea conductorilor şi a izolaţiei.

Cu ajutorul unei formule se calculează întîi temperatura finală în funcţie de curent, secţiune şi timp de declanşare, iar apoi „factorul de încălzire rapidă" (după A. Hecht), care reprezintă o cantitate de căldură cedată izolaţiei în timpul scurgerii curentului şi anume raportul dintre cantitatea de căldură aflată în conductor în momentul declanşării şi cantitatea totală de căldură produsă. Se descrie apoi realizarea experienţei de scurtcircuit: fixarea cablului, intercalarea unor bobine de self, măsurarea diferitelor elemente (curent, rezistenţă, temperatură etc.). Un grafic ne arată pentru cele 5 cabluri încercate că de exemplu la secţiuni mici factorul de încălzire rapidă la cablurile PVC este mai mic decît la cablurile de hîrtie, la secţiuni mari de conductori situaţia fiind inversă.

În funcţie de temperatura maximă atinsă de conductorii cablului sînt date într-o tabelă (în funcţie de categoria cablului, de secţiune, de curent şi de timp) deformaţiile izolamentului, deplasarea conductorilor şi variaţia corespunzătoare a caracteristicilor cablului, arătîndu-se într-o secţiune şi deplasarea conductorilor datorită încălzirii şi înmuierii izolaţiei.

În concluzie autorul arată că temperaturile finale în cazuri de scurtcircuit, la care intervin doar schimbări neglijabile ale secţiunii cablurilor, sînt 160°C pentru cabluri mai groase respectiv 170° pentru cabluri mai subţiri.

Gh. C.

CZ 621.316.26 : 621.316.91

Legg, M. **Construcţia şi utilizarea echipamentului de protecţie statică.** (Construction and application of solid state protection equipment). În: Electrical Review, vol. 187, nr. 8, 21 august 1970, p. 269—270, 4 fig.

În primii ani după 1960 dezvoltarea releelor statice s-a bazat, în special, pe circuite derivate din tehnologia lămpii termoionice, circuitele cu tranzistori fiind puţin complicate. După această perioadă s-au realizat progrese rapide, acordîndu-se o atenţie deosebită siguranţei în exploatare, modelele noi îndepărtîndu-se tot mai mult de modelele electromagnetice. S-a avut în vedere în special realizarea unui echipament care să reziste supratensiunilor de impuls ce se pot induce, în timpul manevrelor în sistem.

În prezent în Anglia toate aparatele de protecţie statice sînt încercate la impuls cu o tensiune de 5 kV, forma undei fiind 1/50 μs.

În ceea ce priveşte protecţia de distanţă, în prezent se pot realiza viteze de acţionare de 15 ms, faţă de 40 ms cît se realiza cu schemele electromecanice. Aceste performanţe sînt posibile datorită existenţei elementelor de ieşire rapide, care acţionează în 1 pînă la 2 ms, precum şi gradului mai mare de sensibilitate al circuitelor de sesizare transistorizate. O reducere apreciabilă a vitezelor de funcţionare în protecţia la distanţă rezultă de asemenea din combinarea traductoarelor transistorizate cu elemente de pornire la supra-curent, de înaltă viteză (5—15 ms), transistorizate.

Printre caracteristicile care favorizează aplicarea releelor statice se pot enumera: coeficienţi reduşi de temperatură într-un domeniu larg de variaţie a temperaturii de funcţionare, precizie ridicată şi stabilă în timp, o largă posibilitate de reglaj a caracteristicilor de protecţie.

T. C.

CZ 621.316.542.066.001

Lukaţcaia, J.A. şi Woskresensky, S.N.: **Absorbţia gazului în întreruptoare cu vid, sub curenţi de comutare.** (Poglascenie gaza v vacumnom vîcluiciatele pri comutaţii toka). În: Electrotehnica (U.R.S.S.) **41**, (1970), nr. 5, p.. 14—17.

Una din condiţiile funcţionării perfecte a întreruptoarelor în vid, aparate care au cunoscut în ultimii ani o largă dezvoltare, se referă la menţinerea unui vid satisfăcător în partea sa principală, camera de stingere. Arcul electric produs în aceasta, prezintă un efect de „gheter" absorbind gazul închis, eficacitatea depinzînd de numeroşi factori.

Se prezintă cercetările întreprinse în cazul studierii absorbţiei de aer într-o cameră cu contacte de Wolfram, funcţie de intensitatea curentului, numărul de comutări şi de presiunea iniţială a gazului din cameră. S-a constatat fenomenul de absorbţie în timpul unei comutări. La presiuni iniţiale inferioare valorii de $5 \cdot 10^{-3}$ mm Hg cantitatea de gaz este proporţională cu aceasta pentru intensitatea aerului de 150—1500 A; la valori de presiuni superioare valorii de $5 \cdot 10^{-3}$ mm Hg, absorbţia se încetineşte cu creşterea presiunii, cu atît mai mult cu cît valoarea curentului este mai slabă.

Absorbţia gazului în condiţiile de încercări citate se poate explica printr-un fenomen de chimisorbţie (aer-W) în prezenţa arcului electric. Proprietatea vaporilor materialului de contact de a lega chimic gazele, creşte siguranţa în funcţionare a camerelor de stingere; se impune alegerea cu grijă a materialului de contact a unei camere, corelat cu proprietatea de absorbţie.

Fl. T.

CZ 621.316.57.064.24.001

Potlev, A.I. ş.a.: **Etanşarea aparatelor de comutaţie cu elegaz*** (Uplotenia elegazovîh comutaţionîh aparatov). În: Electrotehnica (U.R.S.S.), **41**, 1971, nr. 5, p. 12—14, 4 figuri.

Utilizarea elegazului în noile construcţii de aparate de comutaţie de înaltă tensiune ridică problema dificilă a etanşărilor, care trebuie să împiedice orice scurgere de gaz.

În prima parte a lucrării se prezintă elementele constructive ale dispozitivelor de etanşare insistînd în special asupra celor de tip burduf, cu posibilităţi mai largi decît cele bazate pe etanşări utilizînd sisteme diverse de garnituri. Se dau elemente constructive precum şi materialele care încercate au dat cele mai bune rezultate. În partea a doua a lucrării se prezintă instalaţia de încercare care a permis stabilirea duratei de viaţă a etanşărilor tip burduf. Se arată că rezistenţa la eforturi mecanice a unei etanşări depinde de mărimea deformaţiei. Experimentările au arătat spre exemplu că la o deformare de circa 30 mm (presiune), un burduf de lungime 100 mm, rezistă la circa 10 000 cicluri cu un coeficient de siguranţă de circa 0,96. În final se prezintă unele elemente tehnologice care stau în faţa autorilor (unele probleme de sudură, combinaţii de elemente etc.).

* elegaz = gaxul SF_6

CZ 621.316.533.9.001.5

Bron, O.B. şi Suşkov, L.K. **Reglarea fluxurilor de plasmă în camerele de stingere ale aparatelor de joasă tensiune.** (Regulirovanie patokov plazmî v dugogositelnîh nizcovoltnîh aparatah). În: Elektrotehnika (URSS), **41**, 1970, nr. 5, p. 3—6, 9 fig.

Arcurile puternice, care se stabilesc la deconectarea unor curenţi cu ajutorul aparatelor electrice de comutaţie de joasă tensiune, creează fluxuri de plasmă, al căror rol în procesul de stingere este deosebit de important. Se analizează posibilităţile de îmbunătăţire a stingerii arcului, prin divizarea voită după direcţii privilegiate a fluxurilor de plasmă. Pentru acest motiv se studiază desfăşurarea arcului în cazul unor siguranţe fuzibile şi aparate de deconectare (insistînd în special asupra contactelor şi schemelor cinematice).

Dintre concluziile mai importante se menţionează:

— arcul electric poate fi stabilit prin direcţia în care se dirijează fluxul de plasmă;

— utilizarea unor construcţii speciale de contacte micşorează secţiunea arcului;

— fluxurile de plasmă trebuie să fie luate în considerare la proiectarea camerelor de stingere.

Fl. T.

CZ 621.316.5.016.35

Koblenţ, M.G. şi Steţenko, A.A. **Determinarea rezistenţei la uzură a contactelor contactoarelor** (Apredelenie electricescoi iznoconstoicivosti contactov contactorov). Electrotehnica (URSS), **41**, nr. 5, 1970, p. 18—20, 4 fig.

Consumul de material din contactele aparatelor electrice depinde de mulţi factori, încît încercarea de a-l modela sintetic, poate conduce la erori însemnate dacă nu se compară -şi cu rezultatele obţinute în încercări normale. Metodele de încercare accelerate bazate:

— pe intensificarea tempoului de conectare (frecvenţa operaţiilor);

— pe stabilirea unor regimuri mai grele decît cele normale, pot oferi însă suficiente date de proiectare.

Se prezintă rezultatele încercărilor efectuate în c.a. şi c.c. pe o serie de contactoare echipate cu contacte din cupru cadmiat, în scheme electrice al căror cos φ a fost de 0,35—0,38 cu durate de conectare de ordinul a 600—1200 pe oră. Din aceste date se extrag o serie de curbe ce dau dependenţa consumului de temperatură de funcţionare ca şi o nomogramă pentru determinarea duratei de viaţă a contactelor în diverse regimuri.

Fl. T.

CRONICĂ

Protecţia climatică a produselor industriale

În zilele de 22 — 24 octombrie 1970 a avut loc la Bucureşti şi Sinaia un simpozion cu tema de mai sus, organizat de Consiliul Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor, Ministerul Industriei Construcţiilor de Maşini şi Institutul de Cercetare şi Proiectare pentru Industria Electrotehnică. În cadrul simpozionului au fost expuse 24 de comunicări de specialitate, din institutele de cercetare şi proiectare, din întreprinderi şi uzine din ramurile construcţii de maşini, electrotehnică, chimie, industria lemnului etc. Au participat circa 150 ingineri şi tehnicieni din 69 întreprinderi şi instituţii din ţară.

Participanţii la simpozion au avut posibilitatea să viziteze şi să cunoască două din staţiile I.C.P.E. de expunere în microelemente naturale de la Fundulea şi Sinaia cota 1500.

Din comunicările prezentate, în urma vizitării staţiilor de expunere în micro climate naturale şi din dezbateri au rezultat unele probleme mai importante care trebuie să stea în atenţia specialiştilor care se ocupă de climatizare, printre care enumerăm :

— extinderea cercetărilor climatice în domeniul coroziunii, în apa de mare şi în medii industriale agresive ;

— necesitatea completării cercetărilor în condiţii accelerate din laborator cu cercetări în condiţii complexe naturale cu posibilităţi de expunere în climat tropical, eventual în una din ţările cu care legăturile comerciale sînt mai intense şi de mai lungă durată ;

— problema climatizării unui produs presupune cunoaşterea însă din faza de proiectare a condiţiilor climatice în care va funcţiona produsul, a materialelor şi tehnologiilor verificate din punct de vedere climatic ;

— pentru asigurarea unei protecţii corespunzătoare la un preţ relativ accesibil este necesară unificarea tipului de protecţie în sensul realizării unei protecţii corespunzătoare condiţiilor celor mai dure de exploatare şi transport în cazurile în care produsele se livrează pentru condiţii asemănătoare şi cînd diferenţa între costul diferitelor tipuri de protecţie este neglijabilă şi împărţirea pe clase de protecţie numai a produselor care nu sînt incluse în categoria de mai sus ;

— necesitatea diferenţierii protecţiei în protecţii interoperaţionale tehnologice care se execută integral la aceeaşi întreprindere şi protecţii parţiale pentru subansamble şi repere care se exportă, urmînd ca definitivarea protecţiei să se facă după montare ;

— editarea unor prospecte care să cuprindă materialele de protecţie pentru a fi cunoscute şi utilizate în mod corespunzător.

Ing. *P. Filimon*

Expoziţia industrială de materiale conductoare

La sfîrşitul anului trecut (între 4 şi 7 noiembrie), specialiştii români au avut posibilitatea să vizioneze prima expoziţie colectivă de materiale conductoare organizată, la Sala Palatului (în holul de la parter), de Agenţia Română de Publicitate Internaţională „PUBLICOM".

Profilul expoziţiei a fost constituit de următoarele categorii de produse :

— sîrme şi benzi rezistive ;
— conductoare de bobinaj ;
— cabluri şi conductoare electrice.

Firmele străine şi româneşti, care au considerat oportun să participe la această manifestare comercială specializată, pentru a prezenta produsele lor unităţilor noastre economice interesate, sînt societăţi de prestigiu, bucurîndu-se de o largă apreciere pe piaţa internaţională.

Firmele participante la expoziţie au fost următoarele :

— Austria Kabel Export (Austria) ;
— BICC — British Insulated Callender's Cables Limited Export Division (Anglia) ;
— Thomson Houston (Fils et Cables) şi Le Fil Dynamo (Franţa) ;
— IRCE — Industria Romagnola Conduttori Elettrici (Italia) ;
— Isabellenhütte Heuslerf K. G. şi Felten & Guilleaume Kabelwerke Aktiengesellschat (R. F. a Germaniei) ;
— F. C. M. E. (Fabrica de cabluri şi materiale electroizolante) şi Fabrica de conductori — Tg. Mureş (România).

Expoziţia colectivă organizată pe ţări şi firme a avut un foarte bogat conţinut de cabluri şi conductoare electrice. Firmele producătoare ale unor game largi şi variate de cabluri au prezentat : cabluri izolate cu hîrtie şi cu manta de plumb, cabluri izolate cu material plastic, cabluri şi conductoare pentru conexiuni, cabluri telefonice (prezentate de Austria Kabel export) ; cabluri de forţă pentru voltaje pînă la 525 kV, cabluri pentru instalaţii pe vapoare, cabluri cu izolaţie de teflon, accesorii pentru cabluri (prezentate de firma BICC — Anglia).

O gamă variată de sîrme pentru bobinaje, sîrme emailate de diferite clase de izolaţie pentru multiple întrebuinţări au prezentat firmele franceze Thomson Houston (Fils et cables) şi Le Fil Dynamo precum şi firma italiană IRCE.

La îndemîna vizitatorilor a stat un bogat material documentar.

Contactul direct prilejuit de expoziţie între specialiştii români şi cei străini, schimbul de informaţii tehnice şi experienţă realizat în acest fel pot înlesni găsirea de noi posibilităţi de cooperare cu orice firmă străină interesată în lărgirea operaţiunilor ei pe piaţa românească şi de dezvoltare a relaţiilor economice existente.

Ing. *M. Constantin*

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. PL. ANDRONESCU ; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România ; acad. dr. doc. şt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil ; ing. V. BUNEA ; ing. V. CIOFU ; prof. dr. doc. şt. tehn. V. CORLĂŢEANU ; ing. ŞT. GROSU ; prof. dr. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. LAZARIDE ; conf. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. M. OPASCHI ; ing. A. POPA ; prof. ing. CRISTIANA POPESCU ; ing. VL. POPOVICI ; academician prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. RĂDULEŢ ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director : 14.62.67. Redacţia : Bucureşti, str. Mărdineşti, nr. 3, sector IV ; telefon secretar general de redacţie : 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon : 35.12.59. Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, Bucureşti. Tarif pentru instituţii şi întreprinderi : lei 100 anual ; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar : lei 5. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „Informaţia" Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23—25, c. 6115 *Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/7928/1970*

41 400

CONTENTS

DC 621.3.011.538.542 : 537.226.3

Mocanu, C.I. : **Equivalent circuits with constant parameters, of a solid circular cylindrical conductor, for an adduction current in a transitory skin effect regime**

Electrotehnica **19**, nr. 2, febr. 1971, p. 37–47

The equivalent circuits of a solid circular cylinder conductor considered as a field element, are determined with filiform elements and constant parameters, taking into consideration the transitory skin effect, for an adduction current. The circuit parameters are computed by synthesizing the operational impedance. It is demonstrated that the ,,constant current injection ,,mode of excitation is incompatible with the transitory skin effect.

DC 621.313.32.042.12 : 621.314.63 : 681.335

Măgureanu, R. and *Necula Mariana* : **Predetermining on an analogous computer the characteristics of a sunk pole synchronous machine fed from an electronic switch.**

Electrotehnica, **19**, nr. 2, febr. 1971, p. 47–52

This paper presents a simple method of integrating Park's equations in a mechanical stationary regime by means of a small-capacity analogous computer in view of determining the characteristics of sunk pole synchronous machines fed through undulators with tiristors. The solution of the problem is reached by means of recurrence relations between the voltage at various tacts (at d and q) and og an iterative integration method, and it is illustrated by a numerical example.

DC 621.313.222.011.1.001.24

Murgu Zaira : **Predetermining the starting parameters series D.C. motor**

Electrotehnica **19**, nr. 2, febr. 1971, p. 53–58

The starting values are analized for a small power series D.C. motor when its main operating parameters have been changed.

DC 621.315.616.96.017.6

Lapohos, O. and *Janoşi Bela* : **Effect of temperature on the electric conductivity of PVC plates used in the technique of electric insulation.**

Electrotehnica **19**, nr. 2, febr. 1971, p. 58–61

The authors have endeavoured to study the electric conductivity of plastified PVC plates for various filler materials, as a function of temperature. It was found that ionic conductivity is predominant. It was also ascertained that the activation energy of the load bearers does not vary, either as a function of temperature, or consequently to the thermal treatment.

DC 621.315.614.73+621.5.621/613

Nicola, Gr. : **New types of stratified materials with anorganic support, for electrotechnics.**

Electrotehnica **19**, nr. 2, febr. 1971, p. 62–66

Various stratified materials with (imported) glass weaving support are presented, manufactured at the Bucharest Factory of cables and electroinsulating materials. They are compared with one another.

DC 621.316.545.066.6Mo–Cu–Ni

Şontea D. and *Firescu Lucreţia* : **Psysico-chemical characteristics of Mo–Cu–Ni type electric contacts for electric separators.**

Electrotehnica **19**, nr. 2, febr. 1971, p. 67–70

The manufacturing technology of Mo–Cu–Ni contacts from metal powders for electric separators is shown. This technology being advantageous is interesting for the electrotechnical industry.

REVIEWS 71–72

REPORTS 73–75

CHRONICS 76

SOMMAIRE

CD 621.3.011.538.542 : 537.226.3

Mocanu, C.I. : **Les schémas équivalents à paramètres constants du conducteur cylindrique circulaire massif au courant d'admission, en régime d'effet péliculaire transistoire.**

Electrotehnică **19**, no. 2, fevr. 1971, p. 37–47

On établit les schémas équivalents avec des éléments filiformes et des paramètres constants du conducteur cylindrique considéré comme élément de champ, en tenant compte de l'effet péliculaire transitoire au courant d'admission. On calcule paramètres des schémas par la synthèse de l'impédance opérationnelle. On étudie les régimes électro-cinétiques pour différents modes d'execitation. On démontre que l'excitation dénomée ,,injection constante de courant'' este incompatible avec l'effet péliculaire transitoire.

CD 621.313.32.042.12 : 621.314.63 : 681.335

Măgureanu, R. et *Necula Mariana* : **La prédétermination, sur un calculateur analogique des caractéristiques de la machine synchrone à pôles immerses, alimentée à partir d'un commutateur électronique.**

Electrotehnica **19**, no. 2, fevr. 1971, p. 47–52

Dans cet ouvrage on présente une méthode simple d'intégration des équations de Park en régime stationnaire mécanique, à l'aide d'un calculateur analogique de petite capacité, afin de déterminer les caractéristiques des machines synchrones à pôles immerses, alimetées par des ondulateur à thyristors. Ce problème est solutionné en se basant sur certaines relations de récurence entre les tensions sur les différentes touches (en d et q) et sur une méthode itérative d'intégration qui est illustrée par un exemple numérique.

CD 621.313.222.011.1.001.24

Murgu Zaira : **La prédétermination des paramètres de démarage du moteur de courant continu série.**

Electrotehnica **19**, no. 2, fevr. 1971, p. 53–58

On analyse les valeurs du démarage d'un moteur de courant continuu série, de petite puissance, pour le cas où l'on modifie les principaux paramètres de fonctionnement de celui-ci.

CD 621.315.616.96.017.6

Lapohos, I. et *Janoşi Bela* : **L'effet de la température sur la conductibilité électrique des plaques PVC utilisées dans la technique de l'isolation électrique.**

Electrotehnica **19**, no. 2, fevr. 1971, p. 58–61

Les auteurs ont étudié la variation de la variation de la conductibilité électrique des plaques PVC plastifié, à l'aide de différents matériaux de charge en rapport avec la température. On a constaté que c'est la conductibilité ionique qui prédomine. On a constaté aussi que l'énergie d'activation des porteurs de charge ne varie pas en rapport avec la température et ni à la suite du traitement thermique.

CD 621.315.614.73 + 621.5.612/613

Nicola, Gr. : **Nouveaux types de matériaux stratifiés à support anorganique destinés à être utilisés pour l'électrotechnique.**

Electrotehnica **19**, no. 2, fevr. 1971, p. 62–66

On présente différents matériaux stratifiés à support de tissu en verre (importé), réalisés à la Fabrique de câbles et de matériaux électroisolants de Bucarest. On fait une comparaison entre ces différents matériaux.

CD 621.316.545.066.6 Mo–Cu–Ni

Şontea, S. et *Firescu Lucreţia* : **Les caractéristiques physiques et mécaniques des contacts électriques de type Mo–Cu–Ni pour les séparateurs électriques.**

Electrotehnica **19**, no. 2, fevr. 1971, p. 67–70

On présente la technologie de fabrication, à partir des poudres métalliques, des contacts en Mo–Cu–Ni, pour les séparateurs électriques. Cette technologie étant avantageuse présente de l'intérét pour l'industrie électrotechnique.

COMPTES–RENDUS 71–72

RÉFÉRATS 73–75

CRONIQUE 76

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.3 ELECTROTEHNICĂ GENERALĂ

CZ 621.3.049.73 : 681.14 – 523.8

Scharfe, K. şi *Fäbnrich, I.* : **Utilizarea unui calculator digital pentru obţinerea automată a informaţiilor din instalaţiile electrice.** În : Elektrie, **24**, nr. 7 iul 1970, p. 233—235, 5 fig., 2 tabl., 3 ref. bibl.

CZ 621.313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE.

CZ 621.313.001.5 : 681.3.06

Böning, W. : **Bazele unui calcul raţional a comportării în exploatare a maşinilor electrice.** În : Siemens Z. **44**, nr. 8, aug 1970, p. 525—531.

CZ 621.313.2.026.445/447 : 621.771.07 – 83

Kmelisch, W.: **Motoare de curent continuu pentru laminoare de putere mijlocie în construcţie compactă.** În : Siemens Z. **44**, nr. 8 aug 1970, p. 522—524, 4 fig.

CZ 621.313.2.072 : 621.314.63

Pietsch, O.: **Comportarea în exploatare şi adaptarea unor motoare de curent continuu bobinate şunt, alimentate de convertoare de curent.** În : Elektrie **24**, nr. 7 iul 1970, p. 247—249 4 fig.

CZ 621.313.292 : 621.313.17

Lüders, E.: **Un motor de curent continuu fără contacte electrice intermitente cu circuite ferorezonante.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A), 91, nr. 8 aug 1970, p. 433—435, 8 fig., 57 ref. bilbl.

CZ 621.313.322.012.6.016.332

Deleroi, W.: **Încercări de aproximarea caracteristicilor de tensiune în alternatoarele cu poli masivi excitaţi prin reglare compound atunci cînd se variază bruse sarcina.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **91**, nr. 8 aug 1970, p. 440—444, 10 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.313.33.016.35

Rennicke, K. **Probleme privind stabilitatea maşinilor asincrone, exploatate prin impedanţe serie.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A). **91**, nr. 8 aug 1970, p. 445—450, 11 fig., 1 tabl., 18 ref. bibl.

CZ 621.313.33.531.6

Gutt, H.—S. **Proiectarea unor maşini asincrone alimentate din regulatoare pentru acţionări de turaţie variabilă fără conector.** În : Siemens Z. 44, nr. 8, aug 1970, p. 531—534, 7 fig. 2 ref. bibl.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE.

CZ 621.314.21.045 : 621.3.014.334.018

Müller, W.: **Asupra calculului amortizării osellaţiilor de şoc în înfăşurările transformatoarelor.** În : Elektrotech. Z. (ETZ —A) **91**, nr. 8, aug 1970, p. 436—439, 7 fig. 1 tabl. 2, ref. bibl.

CZ 621.314.632

Krause, J. : **Sisteme de reglare cu tiristoare pentru alimentarea unor acţionări reversibile de curent continuu de mică putere.** În : Elektrie, **24**, nr. 6, iun 1970, p. 200—202, 5 fig., 9 ref. bibl.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLE CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAȚII.

CZ 621.315.618.2.019.34 : 621.3.064.24.015.38

Ignácz, P. **Noi metode de aprecierea măririi siguranței la tensiunea de rupere din izolatori exteriori.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A), **91** nr. 7 iul 1970, p. 405—409, 6 fig., 8 ref. bibl.

CZ 621.315.337.4 : 681.178

Jähnichen, H. **Aparat de control al ruperii firului pentru semnalizarea întreruperii firului pe automatele de bobinaj.** În : Elektrie **24**, nr. 6 iun 1970, p. 219—220, 3 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.315.615.2:537.523:621.314.212

Hauschild, W. **Dependența tensiunil de străpungere a unor căi neomogene de izolare în ulei de timpul de creștere și de durata efectivă a unei tensiuni de impuls.** În : Elektrie **24**, nr. 7 iul 1970 p. 244—246, 4 fig., 8 ref. bibl.

CZ 621.315.616.9 : 621.317.333.6

Uoss, M. **Înfășurarea în plastic pentru izolarea electrică și controlul său.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **22**, nr. 13, 26 iul 1970, p. 279—281, 4 fig.

CZ 621.315.618.048.1 : 621.317.333.6/8

Diehl, E. **Eforturile executate asupra izolărilor exterioare, după prescripțiile de dimensionare și încercare.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **91**, nr. 7 iul 1970, p. 377—382, 7 fig.

CZ 621.316 DISTRIBUIREA ENERGIEI ELECTRICE. REȚELE. REDESCHIDEREA ȘI ÎNCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECȚIA APARATELOR ȘI INSTALAȚIILOR.

CZ 621.316.31 : 621.318.5.004.11

Reinhardt, H. **Conexiune de releu pentru utilizarea multiplă a unui releu de timp de înaltă calitate în comenzi după un plan de timp.** În : Elektrie **24** nr. 7 iul 1970 p. 235—236, 1 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.316.37 : 621.926.54—83

Blänenstein, E. **Aparataj de cuplare, dispozitiv de protecție și dispozitivele auxiliare a tubului, concasor fără angrenaje.** În : Revue Brown Boveri, **3**, 1970, p. 130—135, 5 fig.

CZ 621.316.5.004.5

Ambrosch, H. și *Krause, D.* **Condiții minimale pe care trebuie să le facă aparatura de comutare de înaltă tensiune din punct de vedere al controlului, întreținerii și reviziei.** În : Elektrie **24**, nr. 6 iun 1970, p. 211—213, 3 ref. bibl.

CZ 621.316.54.027.3 : 621.316.932.032.11

Göstsch, A. **Aparate de conectare de înaltă tensiune cu stingerea arcului în vid.** În : Elektrie **24**, nr. 6 iun 1970, p. 194—198, 10 fig., 13 ref. bibl.

CZ 621.316.99 : 621.316.933.8 : 621.311.42

Meumann, W. **Înregistrarea tensiunii de punere la pămînt în instalațiile de transformare.** În : Electrotech. Z. (ETZ—A). **22**, nr. 12, 12 iun 1970, p. 263—265, 2 fig., 1 tabl. 6 ref. bib.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ.

CZ 621.317.2.026.44 : 621.316.54

Pflaum, E. **Putere mărită pentru încercarea aparaturii de comutare de înaltă tensiune.** În : Siemens Z. **44**, nr. 7, iul 1970, 467—469, 4 fig., 1 tabl. 9 ref. bibl.

CZ 621.317.328.015.33.027.3

Böcker, H. și *Wilhelmy, L.* **Măsurarea intensității cîmpului electric, în cazul tensiunii tranzitorii mari și a tensiunilor periodice în funcție de timp.** În : Elektrotechn. Z. (ETZ—A), **91**, nr. 8, aug 1970, p. 427—430, 8 ref. bibl.

CZ 621.317.31.014.39.064.1 : 621.314.224.P.

Gericke, G. și *Thomaș, R.* **Experiențe făcute în stațiile de încercare cu ajutorul transformatoarelor de intensitate liniare pentru măsurarea curenților de scurtcircuit convertit.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **91**, nr. 8, aug 1970, p. 462—466, 10 fig. 16 ref. bibl.

CONTACTOARE

ÎNTRERUPĂTOARE AUTOMATE

ELECTROAPARATAJ

BUCUREȘTI
B-DUL MARELUI STADION 3
TELEFON 35.04.00
35.43.73

APARATAJ DE INSTALAȚII

ECHIPAMENTE ELECTRICE

INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

DIN BUCUREȘTI • BD. T. VLADIMIRESCU 45—47 • TELEFON 31.41.00

Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță, că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine !

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor Dvs, doriți standuri și metode de încercări care să vă dea în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

Exportați produse ? Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite

La toate aceste întrebări, ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE), care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 de ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.

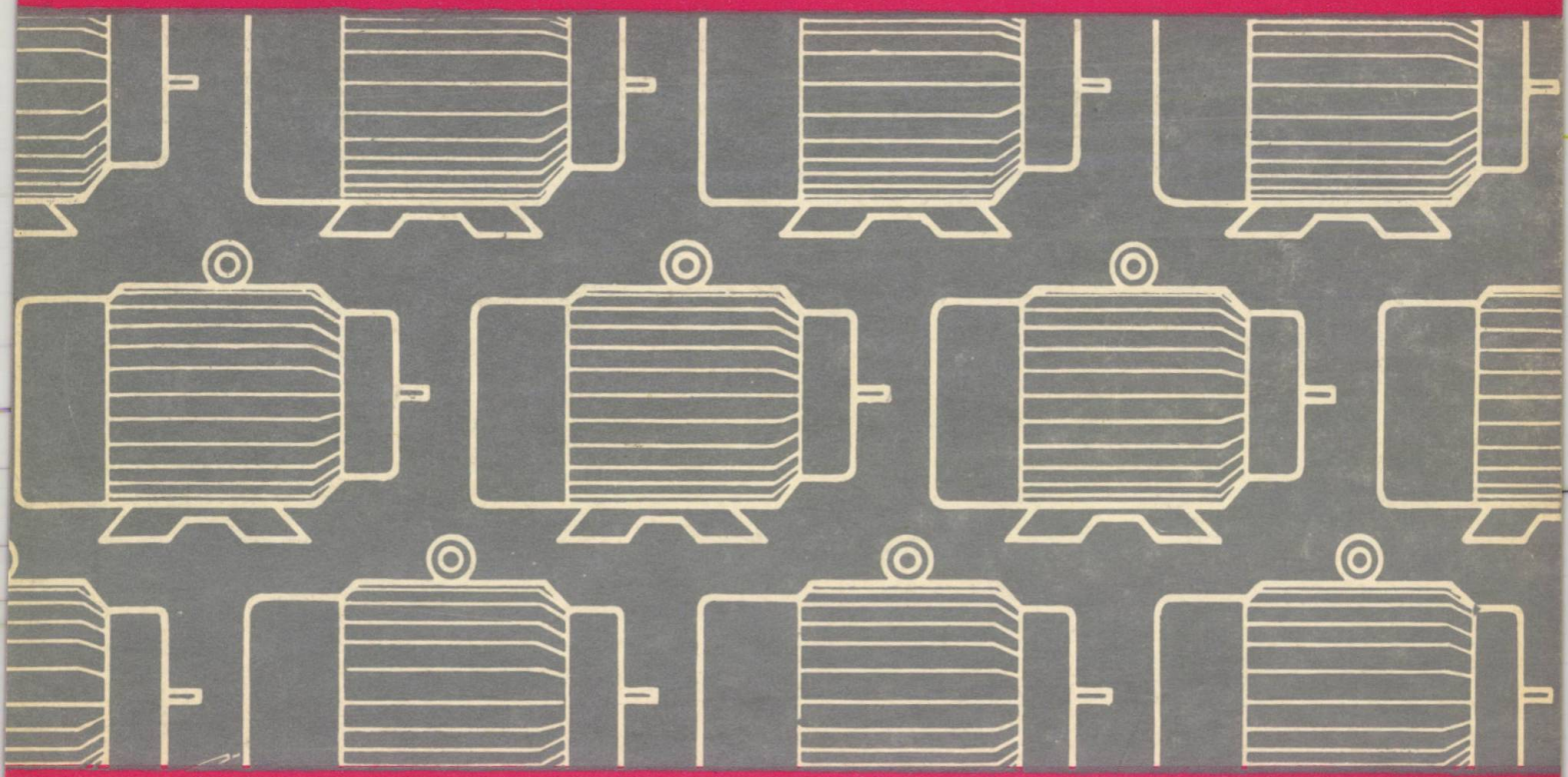
Telefonați la: 31.41.00.

1971 MAR 26

E 2040

ELECTROTEHNICA

04



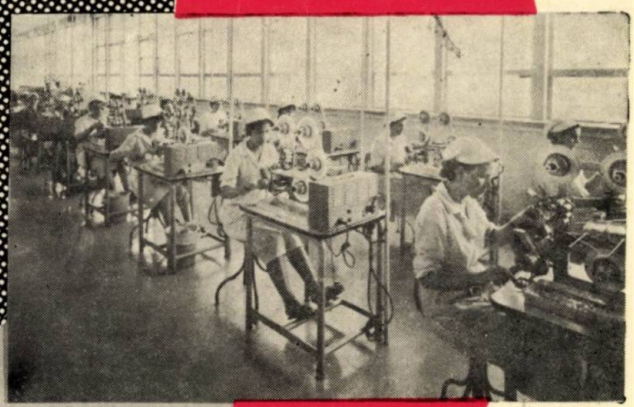
3

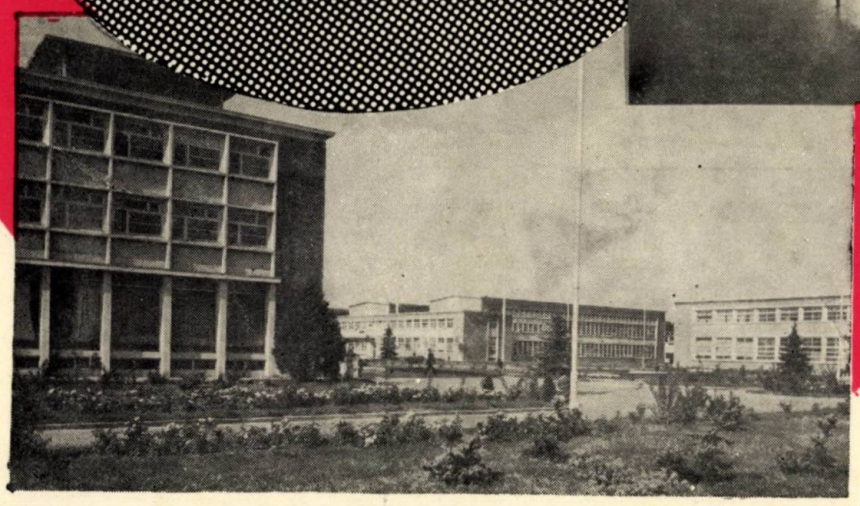
ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 19 • Nr. 3 • MARTIE 1971

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI—BĂNEASA

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32, ROMÂNIA – BUCUREŞTI II TELEFON 33.38.30 – TELEX 011203 CONT VIRAMENT 300.60.200 BNRSR S. II.

IPRS BĂNEASA





PIESE RADIO

Rezistoare cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare.
Condensatoare polistiren
Condensatoare poliester metalizat
Condensatoare hîrtie metalizată
Condensatoare hîrtie, pentru echipament auto
Condensatoare hîrtie, pentru startere
Condensatoare hîrtie, pentru antiparazitare
Condensatoare hîrtie, pentru telefonie
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Tranzistoare cu germaniu de joasă frecvență
– de mică putere
– de medie putere
– de putere
Tranzistoare cu germaniu de înaltă frecvență
– de mică putere
– drift
Tranzistoare de putere
Diode de semnal și comutație cu contact punctiform
Diode redresoare cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
– de mică putere
– de putere
Diode stabilizatoare de tensiune cu siliciu, de mică putere
Fotodiode cu germaniu

Vă rugăm să consultați cataloagele noastre.
Cabinetul tehnic, telef. 33.38.30/152.

ELECTROTEHNICA

Anul 19 Nr. 3, pag. 77—116 Martie 1971

CUPRINS

CZ 621.3.012.8:538.531.21:516

Spinei, F. şi *Măgureanu, R.* : **Analiza topologică a circuitelor modificabile**

Electrotehnica **19**, nr. 3 martie 1971, p. 77—81

Se stabilesc relaţii topologice, utile în cazul circuitelor cu parametri modificabili, pentru calculul impedanţelor echivalente şi de transfer. Produsele admitanţă-arbore, admiranţă-biarbore şi admitanţă-triarbore care apar în aceste relaţii se pot stabili cu un program comun şi simplu de determinare a arborilor. Se consideră apoi cazul particular al circuitelor scară, respectiv poligon complet, uniforme, cu o latură modificabilă.

CZ 621.3.012.8 : 621.3.011.3 : 538.23

Popa, I., şi *Bogoevici, N.* : **Cu privire la calculul circuitelor electrice care conţin miezuri magnetice cu ciclul de histerezis dreptunghiular excitate cu impulsuri de curent.**

Electrotehnica **19**, nr. 3, martie 1971, p. 82—87

Se prezintă unele aspecte importante ale calculului circuitelor electrice care conţin miezuri magnetice cu ciclul de histerezis dreptunghiular excitate prin impulsuri de curent, insistîndu-se în principal asupra fenomenului de remagnetizare a miezurilor.

CZ 621.313.13—577.017.7

Bartzer, St. :**Observaţii cu privire la utilizarea în regimul continuu a motoarelor electrice cu regimul nominal intermitent**

Electrotehnica **19**, nr. 3, martie 1971, p. 88—92

Motoarele electrice construite pentru regimul intermitent (RI) pot fi utilizate numai limitat în regimul continuu (RC). Analiza comportării în RC a acestor motoare conduce la concluzia, că din punct de vedere termic anumite motoare cu RI nu pot fi utilizate în RC, nici măcar în gol, deoarece s-ar depăşi încălzirea admisibilă.

Se stabilesc factori de influenţă şi se calculează curbele de sarcină relativă constantă, care asigură determinarea operativă a încărcării admisibile în RC şi caracterizează totodată motoarele cu RI inaplicabile în RC. Valabilitatea practică a metodei de calcul prezentate este confirmată experimental. Se analizează şi modificarea valorii randamentului.

CZ 621.315.616.96 : 620.197.7

Kemeny, R. şi *Niţescu, G.*: **Un nou lac de impregnare pentru industria electrotehnică şi a construcţiilor de maşini.**

Electrotehnica **19**, nr. 3, martie 1971, p. 93—96

Se descrie un nou lac de impregnare indigen folosit în industria electrotehnică a construcţiilor de maşini. Se prezintă încercările efectuate şi rezultatele obţinute în scopul înlocuirii lacului de impregnare din import tip SIB 199— Isola, cu cel indigen fabricat de Policolor sub denumirea de lac supervoltate seria 5281.

CZ 621.3.014.31 : 621.3.064.2

Sasu Mimi : **Rolul arcului electric în procesul de întrerupere.**

Electrotehnica **19**, nr. 3, martie 1971, p. 96—104

Lucrarea oferă o imagine a stadiului actual al cunoştinţelor asupra arcului electric privit ca un fenomen care însoţeşte întreruperea circuitelor electrice. După o prezentare succintă a caracteristicilor arcului electric, se analizează principalele fenomene care au loc la stingerea arcului de curent continuu şi curent alternativ, punînd în evidenţă importanţa fenomenelor din vecinătatea trecerii prin zero a curentului de arc.

CZ 621.317.39 : 621—752 : 538.632

Heler, A. şi *Daba, D.* : **Înregistrarea unor vibraţii mecanice cu ajutorul traductorului Hall, realizat cu material semiconductor indigen.**

Electrotehnica **19**, nr. 3, martie 1971, p. 105—108

Se relevă posibilitatea folosirii efectului Hall al materialelor semiconductoare la înregistrarea vibraţiilor mecanice. Autorii prezintă traductorul realizat şi utilizat în acest scop, rezultatele experimentale obţinute, precum şi avantajele pe care traductorul le prezintă comparativ cu alte tipuri folosite în tehnică.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil ; ing. V. BUNEA ; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU; ing. ȘT. GROSU ; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. LAZARIDE ; dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; academician prof. dr. doc șt tehn ing. R RĂDULEȚ; ing R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director : 14.62.67. Redacția : București, str. Mândinești, nr. 3, sector IV ; telefon secretar general de redacție : 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon : 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi : lei 100 anual ; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar : lei 5. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23—25, c. 6184. *Taxele poștale plăite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/7928/1970*

41 400

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.3.012.8:538.531.21:516

Спирей, Ф. и *Мэгряну, Р.:* **Топологический анализ изменяемых цепей**

Electrotehnica **19** № 3, март 1971, стр. 77–81

Устанавливаются топологические зависимости, применимые в случае цепей с изменяемыми параметрами для расчета эквивалентного сопротивления и сопротивления переноса. Произведения проводимость-ветвь, проводимость из двух и трех ветвей в этих зависимостях можно установить при помощи общей и простой программы определения ветвей. При этом учитывается частный случай цепи-шкалы, а именно, полный многоугольник, с одной изменяемой стороной.

ДК 621.3.012.8:621 3.011.3:538.23

Попа, И. и *Богоевич, М.:* **Расчет электрических цепей, содержащих магнитные сердечники с прямоугольной петлей гистерезиса, возбуждаемых импульсами тока**

Electrotehnica **19** № 3, март 1971, стр. 82–87

Излагаются некоторые аспекты расчета электрических цепей, содержащих магнитные сердечники с прямоугольной петлей гистерезиса, возбуждаемых импульсами тока, отмечая, главным образом, явление перемагничивания сердечника.

ДК 621.313.13–577.017.7

Барцер, Шт.: **К вопросу применения в постоянном режиме электрических двигателей с номинальным прерывистым режимом**

Electrotehnica **19** № 3, март 1971, стр. 88–92

Электродвигатели, сконструированные для прерывистого режима (*RI*) можно применять только ограниченно в постоянном режиме (*RC*). Анализ поведения этих двигателей в постоянном режиме привел к заключению, что с тепловой точки зрения некоторые двигатели с прерывистым режимом не применимы к постоянному режиму, даже на холостом ходу, так как это привело бы к превышению допускаемого нагрева. Устанавливаются влияющие факторы и вычисляются кривые относительных постоянных нагрузок, обеспечивающие оперативное определение допускаемой нагрузки в постоянном режиме. Приводится также характеристика двигателей с прерывистым режимом, неприменимых в постоянном режиме. Практическая целесообразность приведенного метода расчета подтверждается экспериментальным путем. Рассматривается изменение значения коэффициента полезного действия.

ДК 621.315.616.96:620.197.7

Кемени, Р. и *Ницеску, Г.:* **Новый пропиточный лак для электромеханической промышленности и машиностроения**

Electrotehnica **19** № 3 март стр. 83–96

Описывается новый пропиточный лак отечественного производства, применяемый в электромеханической промышленности и в машиностроении. Описаны проведенные исследования и полученные результаты в целях замены пропиточного импортного лака типа SIB 199 — Isola, отечественным лаком, выпускаемым заводом Policolor под названием лак супервольтатор серии 5281.

ДК 621.3.014.31:621.3.064.2

Сасу Мими: **Роль электрической дуги в процессе размыкания.**

Electrotehnica **19** № 3, март 1971, стр. 96–104

Статья является отражением актуальной стадии знаний в области электрической дуги, рассматриваемой как явление, сопровождающее размыкание электрических цепей. После краткого описания характеристики электрической дуги, рассматриваются основные явления, возникающие при затухании дуги постоянного и переменного тока, подчеркивая значение явлений поблизости перехода тока дуги через нуль.

ДК 621.317.39:621–752:538.622

Гелер, А. и *Даба, Д.:* **Запись механических вибраций при помощи датчика Галля, осуществленного из полуроводниковых отечественных материалов.**

Electrotehnica **19** № 3, март 1971, стр. 105–108

Отмечается возможность применения эффекта Галля полупроводниковых материалов при записи механических вибраций. Авторы описывают датчик, осуществленный и применяемый для этой цели, полученные экспериментальные результаты, а также его преимущества по сравнению с датчиками других типов, применяемыми в технике.

ДОКТОРСКИЕ ДИССЕРТАЦИИ ● ДОКЛАДЫ ● ХРОНИКА

INHALT

DK 621.3.012.8 : 538.551.21 : 516

Spinei, F. und *Măgureanu, R.* : **Die topologische Untersuchung der verandërbaren Kreise.**

Electrotehnica 19, Nr. 3, März 1971, S. 77–81

Es werden topologische Beziehungen aufgestellt verwendbar bei Kreisen mit veränderbaren Parametern zur Berechnung der äquivalenten und der Uebergangsimpedanzen. Die Produkte: Scheiteluwert — eimer Achze, Scheitelwertzwei Achsen, Scheitelwert drei Achsen, welche in diesen Beziehungen auftreten, können mittels eines gemeinsamen, einfachen Programms zur Bestimmung der Achsen festgestellt werden. Dann wird der Sonderfall der Stufenkreise bzw. des vollkommen gleichmässigen Vielecks mit einer veränderlichen Seite behandelt.

CZ 621.3.012.8 : 621.3.011.3 : 538.23

Popa, Z. und *Bogoevici, N.* : **Bzgl. der Berechnung der elektrischen Stromkreise, welche magnetische Kerne mit rechtechiger Hysterezissehleife enthalten und durch Stromstösse erregt werden.**

Electrotehnica 19, Nr. 3, März 1971, S. 82–87

Dargestellt werden gewisse wichtige Gesichtspunkte der Berechnung electrischer Kreise, welche magnetische Kerne mit rechtechigem Hysteresisverlauf enthalten und durch Stromstösse erregt werden, wobei besonders auf die Wiedererregungserscheinung der Kerne eingegangen wird.

CZ 621.313.13 – 577.017.7

Bartzer, St : **Betrachtungen bzgl. der Verwendung im Dauerbetrieb der Elektromotoren mit unterbrochenem Nennbetrieb.**

Electrotehnica 19, Nr. 3, März 1971, S. 88–92

Die für aussetzenden Betrieb (RI) gebauten Elektromotoren können nur in beschränkten Mass für Dauerbetrieb (RC) werwendet werden. Die Untersuchung des Verhalt ens dieser Motoren im RC-Betrieb fuhrt zu dem Schluss dass, vom thermischen Standpunkt aus, gewisse RI — Motoren nicht einual bei Leerlauf im RC verwendet werden können, weil die zulässige Erwärmung überschvitten werden würde.

Es werden beeinflussende Faktoren festgestelt und die Kurven der konstanten Teillast berechnet, welche die operative Bestinung der zugelassenen RC-Belastung sichern und zugleich die RI-Motoren bestimmt, weleche im RC — Betrieb nicht anwendbar sind. Die praktische Gültigheit der dargestellten Berechnungsmethode wird durch Versuche erwiesen. Untersucht wird auch die Veränderung des Wierkungsgrades.

CZ 621.315.616.96 : 621.197.7

Kemmeny, R. und *Nițescu, G.* : **Ein neuer Tränklach im der Elektrotechnik und im Maschinenbau.**

Electrotehnica 19, nr. 3, März 1971, S. 93–96

Beschrieben wird ein neuer innländischer. Tränkunngslack, der in der Industrie für Elektrotechnik und Maschinenbau verwendet wird. Es werden die ausgerführten Versuche einschl deren Resultate angegeben mit dem Zweck, den Import-Tränkungslack SIB 199 — Isola mit dem innländischen von „Policolor" hergestellten „Ueberspannungslack, Reihe 5281" zu ervetzen.

CZ 621.3.014.31 : 621.3.064.2

Sasu Mimi : **Die Rolle des elektrischen Lichtbogens beim Unterbrechungsvorgang.**

Electrotehnica 19, Nr. 3, März 1971, S. 96–104

Die Arbeit bietet ein Bild des gegenwärtigen Standes der Kenntnisse über den elektrischen Lichtbogen,betracktet- als eine Erscheinung, welche, die Unterbrechung elektrischer Stromkreise begleitet.

Nach einer kurzen Darstellung der Eigenarten des elektrischen Lichtbogens werden die wichtigsten Erscheinnungen untersucht, welche beim Löschen des Lichtbogens beim Gleichstrom und beim Wechselstrom auftreten und dabei die Bedeutung der Vorgänge nahe dem Nulldurchgang des Lichtbogenstromeshervorgehoben.

CZ 621.317.39 : 621 – 752 : 538.632

Heler, A. und *Daba, D.* **Die Aufzeichnung gewisser mechanischen Schwingungen mit Hilfe des Hall — Transduktors, aus innländischem Halbleitermaterial hergestellt wurde.**

Electrotehnica, 19, Nr. 3, März 1971, S. 105–108

Hervärgehoben wird die Möglichheit der Anwendung des Hall-Effektes von Halbeiterstoffen für die Aufzeichnung mechanischer Schwingungen.

Die Verfasser beschreiben den zu diesen Zweck verwirklichten und verwendeten Transduktor, die erzielten Versuchsergebnisse sowie die Vorteile, welche der Transduktor, im Vergleich zu anderen in der Technik verwendeten Typen, aufweist.

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 19 nr. 3 București, martie 1971

Analiza topologică a circuitelor modificabile

FĂNICĂ SPINEI și RĂZVAN MĂGUREANU* – București

CZ 621.3.012.8 : 538.551.21 : 516

În literatură se cunosc formulele clasice Mayeda și Seshu [1], care permit calculul pe cale topologică al impedanțelor de intrare și de transfer pentru un cuadripol liniar, reciproc, pasivizat, cu cele două porți în gol; aceste relații sînt suficiente pentru analiza oricărui circuit liniar, reciproc, fără cuplaje mutuale. În aceste relații apar mărimile:

— admitanță-arbore: suma produselor admitanțelor arborilor circuitului;

— admitanță-biarbore: suma produselor admitanțelor biarborilor; biarborii sînt de forma $W_{jk,p}$ (adică prin adăugarea fie a laturii jp, fie a laturii kp se obține un arbore).

Într-o recentă lucrare [2], Chan modifică formulele făcînd să apară admitanțe-biarbori numai de forma $W_{m,p}$ (la care prin adăugarea laturii mp se obține un arbore); această modificare este foarte importantă deoarece determinarea lor se reduce la determinarea arborilor pentru circuitul avînd bornele m și p scurtcircuitate.

În lucrarea de față se obțin formule topologice pentru circuite cu un parametru modificabil, pus în evidență în mod explicit. Se consideră apoi aplicații la circuitele scară și poligon complet.

1. Formule topologice pentru circuite modificabile

Se consideră un circuit pasiv (fig. 1), fără inductanțe mutuale; eventualele inductanțe mutuale se pot elimina cu ajutorul teoremei generale a transfigurărilor electrice [4]. Matricea impedanțelor considerată în raport cu intrările $11'$ și $22'$ în conformitate cu cele stabilite de Chan [2], se scrie:

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{V} \begin{bmatrix} W_{1,1'} & \frac{1}{2}(W_{1,2'} + W_{2,1'} - W_{1,2} - W_{1',2'}) \\ \frac{1}{2}(W_{1,2'} + W_{2,1'} - W_{1,2} - W_{1',2'}) & W_{2,2'} \end{bmatrix} \quad (1)$$

unde

V este suma produselor admitanță-arbore ale circuitului,

$W_{m,p}$ — suma produselor admitanță-biarbore ale circuitului, calculate pentru circuitul avînd nodurile m și p scurtcircuitate (fig. 2).

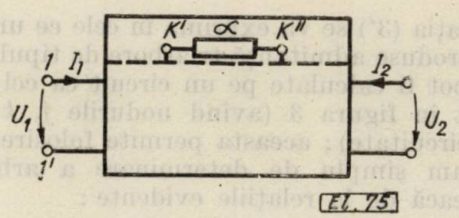


Fig. 1. Circuit pasiv, fără inductanțe mutuale, cu o latură modificabilă α.

În relația (1), ca și în cele ce urmează, impedanțele, admitanțele ca și produsele corespunzătoare sînt fie mărimi complexe, fie mărimi operaționale, după natura problemei abordate.

Dacă o latură este modificabilă, atunci termenii care apar în relația (1) se pot exprima astfel:

$$V = \alpha\, W_{k',k''} + V_{(\alpha=0)}; \quad (2)$$

$$W_{m,p} = W_{mk',p} + W_{m,k'p} = W_{mk'k'',p} + \overbrace{+ W_{mk',k''p}}^{\text{fără } \alpha} + W_{mk'',k'p} + W_{m,k'k''p} = W_{mk',k''p} +$$

$$+ W_{mk'',k'p} + \alpha\,(U_{mk',k'',p} + U_{mk'',k',p}) +$$

$$+ W_{mk'k'',p(\alpha=0)} + \alpha\,(U_{m,k',k''p} + U_{m,k'',k'p}) +$$

$$+ W_{m,k'k''p(\alpha=0)},$$

adică:

$$W_{m,p} = W_{mk'.k''p} + W_{mk'',k'p} + W_{mk'k'',p(\alpha=0)} +$$

$$+ W_{m,k'k''p(\alpha=0)} + \alpha\,(U_{mk',k'',p} + U_{mk'',k',p} +$$

$$+ U_{m,k',k''p}\, U_{m,k'',k'p}), \quad (3)$$

*Ing. *F. Spinei* este șef de lucrări la catedra de Electrotehnică II, iar dr. ing. *R. Măgureanu* este asistent la catedra de Mașini electrice I, din Institutul politehnic-București.

sau :

$$W_{m,p} = W_{m,p(\alpha=0)} + \alpha(U_{m,k',k''p} + U_{mk'',k',p} + U_{m,k',k''p} + U_{m,k'',k'p}), \quad (3')$$

unde

$U_{mk',k'',p}$ este suma produselor admitanţă-triarbore ale circuitului, în care nodurile (m, k') (k''), (p) sînt separate, $\alpha=0$ are semnificaţia că latura modificabilă α este deconectată.

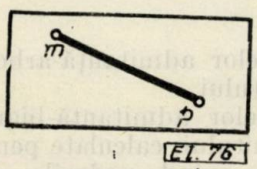


Fig. 2. Circuit avînd nodurile m şi p scurtcircuitate.

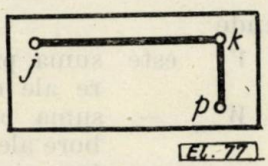


Fig. 3. Circuit avînd nodurile j, k şi p scurtcircuitate.

Relaţia (3') se va exprima în cele ce urmează prin produse admitanţă-triarbore de tipul $U_{j,k,p}$, care pot fi calculate pe un circuit ca cel reprezentat în figura 3 (avînd nodurile j, k şi p scurtcircuitate); aceasta permite folosirea unui program simplu de determinare a arborilor. Se pleacă de la relaţiile evidente :

$$\begin{aligned} U_{mk',k'',p} &= U_{m,k'',p} \cap U_{k',k'',p}\,; \\ U_{mk'',k',p} &= U_{m,k',p} \cap U_{k'',k',p}\,; \\ U_{m,k',k''p} &= U_{m,k',p} \cap U_{m,k',k''}\,; \\ U_{m,k'',k'p} &= U_{m,k'',p} \cap U_{m,k'',k'}\,, \end{aligned} \quad (4)$$

unde $\cap$ este semnul de intersecţie. Prin adunarea relaţiilor (4) rezultă :

$$U_{mk',k'',p} + U_{mk'',k',p} + U_{m,k',k''p} + U_{m,k'',k'p} = (U_{k',k'',p} + U_{m,k',k''}) \cap (U_{m,k'',p} + U_{m,k',p}). \quad (5)$$

Pe de altă parte, din relaţiile evidente :

$$\begin{aligned} U_{m,k',p} &= U_{mk'',k',p} + U_{m,k'k'',p} + U_{m,k',k''p}\,; \\ U_{m,k'',p} &= U_{mk',k'',p} + U_{m,k'k'',p} + U_{m,k'',k'p}\,; \\ U_{m,k'k'',p} &= U_{m,k',p} \cap U_{m,k'',p}, \end{aligned} \quad (6)$$

se obţine :

$$\begin{aligned} U_{mk',k'',p} + U_{mk'',k',p} + U_{m,k',k''p} + U_{m,k'',k'p} &= \\ = U_{m,k'p} + U_{m,k'',p} - 2U_{m,k',p} \cap U_{m,k'',p} &= \\ = U_{m,k',p} \uplus U_{m,k'',p}, \end{aligned} \quad (7)$$

unde semnul $\uplus$ este definit prin relaţia $A \uplus B = A \cup B - A \cap B$, în care $\cup$ este semnul de reuniune. Relaţiile (5) şi (7) conţin numai produse admitanţă-triarbore de tipul $U_{j,k,p}$. Prin introducerea acestor relaţii în relaţia (3') se obţine :

$$W_{m,p} = W_{m,p(\alpha=0)} + \alpha\,(U_{k',k'',p} + U_{m,k',k''}) \cap \cap (U_{m,k''p} + U_{m,k',p}), \quad (8)$$

sau

$$W_{m,p} = W_{m,p(\alpha=0)} + \alpha(U_{m,k',p} + U_{m,k'',p} - 2U_{m,k',p} \cap \cap U_{m,k'',p}) = W_{m,p(\alpha=0)} + \alpha(U_{m,k',p} \uplus U_{m,k''p}). \quad (9)$$

Prin introducerea relaţiilor (2) şi (8), respectiv (2) şi (9), în relaţia (1) rezultă două tipuri de formule topologice pentru circuite cu un parametru modificabil. Aceste formule conţin produse admitanţă, care se pot stabili cu ajutorul unui acelaşi program [3].

Variaţia impedanţei de transfer Z_{12}, corespunzătoare variaţiei α a admitanţei laturii k, se poate scrie succesiv :

$$\begin{aligned} \Delta Z_{12} &= Z_{12} - Z_{12(\alpha=0)} = \\ &= \frac{\frac{1}{2}(W_{1,2'} + W_{1',2} - W_{1,2} - W_{1',2'})}{V_{(\alpha=0)} + \alpha W_{k',k''}} - Z_{12\,(\alpha=0)} = \\ &= \frac{Z_{12\,(\alpha=0)} + \alpha G / V_{(\alpha=0)}}{1 + \alpha Z_{kk(\sigma=0)}} - Z_{12\,(\alpha=0)} = \\ &= -\alpha \frac{Z_{12\,(\alpha=0(}\, Z_{kk(\alpha=0)} - G/V_{(\alpha=0)}}{1 + \alpha Z_{kk\,(\alpha=0)}}, \end{aligned} \quad (10)$$

unde

$$G = \frac{1}{2}(U_{1,k',2'} \uplus U_{1,k'',2'} + U_{1',k',2} \uplus U_{1',k'',2} - U_{1,k',2} \uplus U_{1,k'',2} - U_{1',k',2'} \uplus U_{1',k'',2'}). \quad (11)$$

De remarcat că relaţia (10) este similară cu teoremele de variaţie [5].

2. Circuitul scară uniform, cu o latură modificabilă

Se consideră un circuit scară (fig. 4). Pentru a stabili numărul de arbori al acestui circuit,

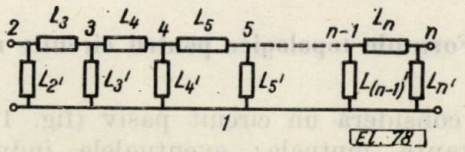


Fig. 4. Circuit în scară.

T_n, se observă că se poate stabili următorul şir :

$$\begin{aligned} T_2 &= 1\,; \\ T_3 &= 3\,; \\ T_4 &= 2T_3 + 2\,; \\ T_5 &= 2T_4 + (T_3 + 2)\,; \\ T_6 &= 2T_5 + (T_4 + T_3 + 2)\,; \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ T_k &= 2T_{k-1} + (T_{k-2} + T_{k-3} + \ldots + T_4 + T_3 + 2)\,; \\ T_n &= 2T_{n-1} + (T_{n-2} + T_{n-3} + \ldots + T_4 + T_3 + 2)\,; \end{aligned} \quad (12)$$

avînd în vedere că la introducerea unui nod k se obţin următorii arbori:

— T_{k-1} cu latura L_k şi T_{k-1} cu latura $L_{k'}$;

— arbori conţinînd L_k şi $L_{k'}$, provenind din arborii circuitului cu $k-1$ noduri, care conţin latura $L_{(k-1)'}$, prin eliminarea acesteia.

Rezultă formula de recurenţă:

$$T_2 = 1; \quad T_3 = 3; \quad T_n = 3T_{n-1} - T_{n-2};$$

$$\text{pentru } n \geqslant 4, \tag{13}$$

corespunzînd şirului: 1, 3, 8, 21, 55 144, 377, 987,....

Cu substituţia $T_n = r^n$, relaţia (13) devine o ecuaţie în r cu rădăcinile:

$$r_1 = \frac{3+\sqrt{5}}{2}, \quad r_2 = \frac{3-\sqrt{5}}{2}.$$

astfel că T_n se mai poate exprima:

$$T_n = \left(\frac{3+\sqrt{5}}{2}\right)^n + \left(\frac{3-\sqrt{5}}{2}\right)^n. \tag{13'}$$

De remarcat că în T_n:

— L_n apare în $2T_{n-1} - T_{n-2}$ arbori;

— $L_{n'}$ apare în $2T_{n-1} - T_{n-2}$ arbori;

— $T_{n-1} - T_{n-2}$ sînt arbori comuni pentru L_n şi $L_{n'}$.

Numărul de arbori N_k în care apare latura L_k, în circuitul scară cu n noduri, se compune din: $N_{(k-1)'st}\, T_{n-k+2}$ — arbori fără $L_{(k-1)'}$, cu $(k-3)$ laturi la stînga şi $(n-k+1)$ la dreapta laturii L_k; $T_{k-2}\, N_{k'dr}$ — arbori fără $L_{(k-1)'}$, cu $(k-2)$ laturi la stînga şi $(n-k)$ la dreapta laturii L_k;

$N_{(k-1)'st}\, N_{k'dr}$ — arbori ce conţin $L_{(k-1)'}$ şi L_k, unde $N_{k'dr}$ este numărul de arbori al circuitului din dreapta laturii L_k, în care apare latura $L_{k'}$;

$N_{(k-1)'st}$ este numărul de arbori al circuitului din stînga laturii L_k, în care apare latura $L_{(k-1)'}$.

Rezultă:

$$N_k = (2T_{k-2} - T_{k-3})\, T_{n-k+2} + T_{k-2}\,(2T_{n-k+1} - T_{n-k}) + (2T_{k-2} - T_{k-3})\,(2T_{n-k+1} - T_{n-k})$$

sau

$$N_k = 2T_{k-1}\, T_{n-k+2} - T_{k-2}\, T_{n-k+2} - T_{k-1}\, T_{n-k+1}. \tag{14}$$

Numărul de arbori $N_{k'}$, în care apare latura L_k, în circuitul scară cu n noduri, se compune din:

$$N_{k'} = \underbrace{N_{k'st} \cdot T_{n-k+1}}_{\text{fără } L_{(k+1)}} + \underbrace{N_{k'st}\, N_{(k+1)'dr}}_{\text{cu } L_{(k+1)}};$$

sau

$$N_{k'} = 2T_{k-1}\, T_{n-k+2} - 2T_{n-k+1}\, T_{k-1} - T_{n-k+2}\, T_{k-2} + T_{n-k+1}\, T_{k-2}. \tag{15}$$

Din relaţia evidentă

$$T_n = N_k + N_{k'} - \underbrace{N_{k'dr}\, N_{(k-1)'st}}_{\text{comun } (N_k,\ N_{k'})} + T_{n-k+1}\, T_{k-1}$$

rezultă:

$$T_n = T_{n-k+3}\, T_{k-1} - T_{n-k+2}\, T_{k-2}. \tag{16}$$

Cu (16), relaţiile (14) şi (15) devin

$$N_k = T_n - T_{k-1}\, T_{n-k+2}; \tag{14'}$$

$$N_{k'} = T_{k-1}\,(T_{n-k+2} - T_{n-k+1}). \tag{15'}$$

În cele ce urmează se consideră un circuit scară uniform, avînd toate elementele de admitanţă $Y = 1$, cu excepţia elementului k de admitanţă αY. Avînd în vedere rezultatele găsite mai sus, se obţine:

$$V = T_n + N_k(\alpha - 1) = T_{k-1}\, T_{n-k+2} + \alpha(T_n - T_{k-1}\, T_{n-k+2}); \tag{17}$$

$$W_{1,2} = \underbrace{(2T_{k-2} - T_{k-3})\, T_{n-k+2}}_{\text{fără } L_k} + \alpha[N_{2'} - (2T_{k-2} - T_{k-3})\, T_{n-k+2}];$$

$$W_{1,2} = \alpha(T_n - T_{n-1}) + (1-\alpha)\,(T_{k-1} - T_{k-2})\, T_{n-k+2} \tag{18}$$

şi similar:

$$W_{1,n} = \alpha(T_n - T_{n-1}) + (1-\alpha)\,(T_{n-k+2} - T_{n-k+1})\, T_{k-1}; \tag{19}$$

$$W_{2n,1} = \alpha, \tag{20}$$

deoarece se demonstrează uşor că există un singur biarbore $(L_3, L_4, \ldots L_n)$ care separă nodurile 2 şi n de nodul 1.

Din relaţiile (17)—(20), ţinînd seamă că circuitul scară are bază comună, rezultă:

$$Z_i = \frac{W_{1,2}}{V} = \frac{\alpha(T_n - T_{n-1}) + (1-\alpha)(T_{k-1} - T_{k-2})\, T_{n-k+2}}{T_{k-1}\, T_{n-k+2} + \alpha(T_n - T_{k-1}\, T_{n-k+2})}; \tag{21}$$

$$Z_e = \frac{W_{1,n}}{V} = \frac{(\alpha T_n - T_{n-1}) + (1-\alpha)(T_{n-k+2} - T_{n-k+1})\, T_{k-1}}{T_{k-1}\, T_{n-k+2} + \alpha(T_n - T_{k-1}\, T_{n-k+2})}; \tag{22}$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{W_{2n,1}}{V} = \frac{\alpha}{T_{k-1}\, T_{n-k+2} + \alpha(T_n - T_{k-1}\, T_{n-k+2})}, \tag{23}$$

cu particularizările evidente :

$$\alpha = 0\,;\ Z_i = \frac{T_{k-1} - T_{k-2}}{T_{k-1}}\,;\ Z_e = \frac{T_{n-k+2} - T_{n-k+1}}{T_{n-k+2}}\,;\ Z_{12} = Z_{21} = 0\,; \quad (24)$$

$$\alpha = 1\,;\ Z_i = Z_e = \frac{T_n - T_{n-1}}{T_n}\,;\ Z_{12} = Z_{21} = \frac{1}{T_n}\,. \quad (25)$$

Numărul de arbori al unui circuit scară poate fi găsit prin generarea arborelui-admitanță [7], făcînd apoi ipoteza că laturile au admitanța 1. Formula (13), care permite determinarea rapidă a numărului de arbori T_n, poate servi ca verificare la rezolvarea pe cale topologică a circuitelor scară.

3. Circuitul poligon complet uniform, cu o latură modificabilă

Se consideră un circuit poligon complet cu n noduri. Numărul de arbori este dat de teorema lui Cayley sau prin calcularea determinantului corespunzător numărului de arbori [6] :

$$T_n = n^{n-2}. \quad (26)$$

Numărul de arbori, care conțin o latură oarecare β, se poate determina ușor prin :

$$N_\beta = \frac{(n-1)\,T_n}{1+2+3+\ldots(n-1)} = 2n^{n-3}, \quad (27)$$

sau, prin calcularea determinantului corespunzător numărului de arbori ai circuitului, după eliminarea unei laturi ; și ținînd seamă de (26).

În conformitate cu cele stabilite de Weinberg [6], numărul de arbori cu două laturi eliminate este :

$$T_n^{-2} = n^{n-4}\,(n-1)\,(n-3), \quad (28)$$

cînd laturile sînt adiacente în același nod ;

$$T_n^{-2'} = n^{n-4}\,(n-2)^2, \quad (29)$$

cînd laturile sînt neadiacente.

Numărul de arbori comuni pentru două laturi oarecare β și γ este :

$$N_{\beta,\gamma\ \text{adiacente}} = T_n^{-2} + 2\,N_\alpha - T_n = 3n^{n-4}; \quad (20)$$

$$N_{\beta,\gamma\ \text{neadiacente}} = T_n^{-2'} + 2\,N_\alpha - T_n = 4n^{n-4}. \quad (31)$$

Se consideră în continuare toate laturile circuitului de admitanță $Y = 1$, cu excepția unei laturi de admitanță αY. Se obține :

$$V = n^{n-2} + (\alpha - 1)\,2n^{n-3}\,; \quad (32)$$

$$W_{m,p} = 2\,n^{n-3} + (\alpha - 1)\,N_{\beta,\alpha}, \quad (33)$$

unde β este latura dintre nodurile m și p.

Dacă intrarea și ieșirea nu au bază comună (fig. 5) se obține :

5a) $$Z_{11'} = Z_{22'} = \frac{W_{1,1'}}{V} = \frac{2n^{n-3} + (\alpha-1)4n^{n-4}}{n^{n-2} + (\alpha-1)2n^{n-3}} = \frac{2n + 4(\alpha-1)}{n^2 + 2n(\alpha-1)} = \frac{2}{n}\,;$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{1/2(W_{1,2'} + W_{2,1'} - W_{1,2} - W_{1',2'})}{V} = 0\,;$$

5b) $$Z_{11'} = \frac{2n + 3(\alpha-1)}{n^2 + 2n(\alpha-1)}\,; \quad Z_{22'} = \frac{2}{n}\,;$$

$$Z_{12} = Z_{21} = 0\,;$$

5c) $$Z_{11'} = Z_{22'} = \frac{2n + 3(\alpha-1)}{n^2 + 2n(\alpha-1)}\,.$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{1/2\,(W_{1,2'} + W_{2,1'} - W_{1,2} - W_{1',2'})}{V} = \frac{1/2\,[2n^{n-3} + (\alpha-1)\,3n^{n-4} + 2n^{n-3} + (\alpha-1)\,3n^{n-4} - 2\alpha n^{n-3} - 2n^{n-3} - (\alpha-1)\,4n^{n-4}]}{n^{n-2} + (\alpha-1)\,2n^{n-3}} = \frac{(1-\alpha)\,(n-1)}{n^2 + 2n(\alpha-1)}\,.$$

În cazul cînd intrarea și ieșirea au bază comună (fig. 6) se obține :

6a) $$Z_{11'} = Z_{22'} = \frac{2}{n}\,;$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{W_{12,1'}}{V} = \frac{\frac{1}{2}\,W_{1,1'}}{V} = \frac{1}{n}\,,$$

deoarece din simetria circuitului rezultă

$$W_{1,1'} = W_{12,1'} + W_{1,21'} = 2\,W_{12,1'}\,;$$

6b) $$Z_{11'} = \frac{2n + 3(\alpha-1)}{n^2 + 2n(\alpha-1)}\,; \quad Z_{22'} = \frac{2}{n}\,;$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{1}{n}\,,$$ deoarece din simetria circuitului rezultă

$$W_{2,1'} = W_{12,1'} + W_{2,11'} = 2\,W_{12,1'}\,;$$

6 c) $Z_{11'} = Z_{22'} = \dfrac{2n + 3(\alpha - 1)}{n^2 + 2n(\alpha - 1)}$;

$Z_{12} = Z_{21} = \dfrac{n + 3(\alpha - 1)}{n^2 + 2n(\alpha - 1)}$, deoarece

$W_{12,1'} = W_{1,1'} - W_{1,21'} = W_{1,1'} - W_{1,2} +$

$+ W_{11',2} = W_{1,1'} - W_{1,2} + \dfrac{1}{2} W_{1,2} = W_{1,1'} -$

$- \dfrac{1}{2} W_{1.2} = 2n^{n-3} + (\alpha - 1)\, 3n^{n-4} - n^{n-3}$;

$W_{1,2}$ nu conține α.

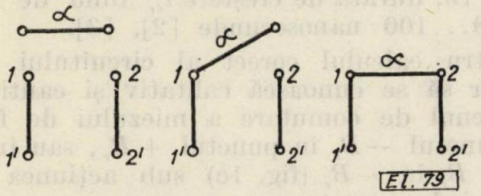


Fig. 5. Circuit fără bază comună :

a) latura modificabilă nu are nici un nod comun cu porțile ; *b*) latura modificabilă are un nod comun cu poarta *11'* ; *c*) latura modificabilă are cite un nod comun cu poarta *11'* și respectiv cu poarta *22'*.

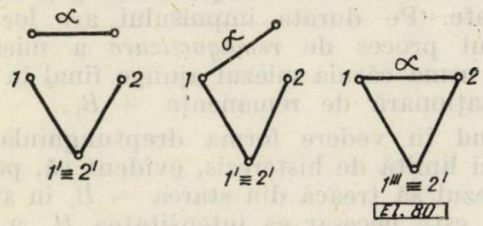


Fig. 6. Circuit cu bază comună :

a) latura modificabilă nu are nici un nod comun cu porțile ; *b*) latura modificabilă are un nod comun cu poarta *11'* ; *c*) latura modificabilă are cite un nod comun cu poarta *11'* și respectiv cu poarta *22'*.

Este interesant de observat că :

— impedanța echivalentă a unui poligon complet, cu laturi de aceeași admitanță Y, între două borne oarecare, este $Z_e = \dfrac{2}{nY}$;

— impedanța de transfer este nulă în cazurile 5a și 5b, pentru orice α ;

— la scurtcircuitarea laturii modificabile ($\alpha \to \infty$) se obține

$$Z_{11'} = \frac{2}{nY} \quad \text{sau} \quad \frac{3}{2nY};$$

$$Z_{12} = 0\ ;\ \frac{1-n}{n(1+n)Y}\ ;\ \frac{1}{nY}\ ;\ \text{sau}\ \frac{3}{2nY},$$

corespunzător cazului considerat.

4. Concluzii

În lucrare s-a abordat analiza topologică a circuitelor modificabile, obținîndu-se formule topologice pentru circuite cu un parametru modificabil, pus în evidență în mod explicit.

S-a urmărit ca triarborii ce apar în aceste formule să se reducă la simpla determinare a arborilor unui circuit.

S-au prezentat în continuare cazurile particulare ale circuitelor în scară și respectiv poligon complet, avînd o latură modificabilă, iar celelalte identice între ele.

Bibliografie

[1] *Seshu, S.* și *Reed, M. B.* Linear graphs and electrical networks, Massachussets, U. S. A., London, England, Adison-Wesley publishing company, inc. reading, 1961.

[2] *Chan, S. P.* și *Chan, Shu-Gar.* Modification of topological formulas In : IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT—15, march, 1968, p. 84—86.

[3] *O'Nell, P. V.* și *Slepian, P.* An application of Feussner's method to tree counting. In : IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT—13, september, 1966, p. 336—339.

[4] *Preda, M.* O metodă de calcul a schemelor electrice echivalente. În : Electrotehnica **8**, nr. 8, august, 1960, p. 131—134.

[5] *Spinei, F.* Sur certains théorèmes de variation dans la théorie des circuits électriques. În : Rev. Roum. Sci, Techn. Electr. et Energ., vol. **10**, nr. 4, 1965, p. 657—673.

[6] *Weinberg, L.* Number of trees in a graph. In : PROC. IRE, **46** nr. 12, december 1958, p. 1954—55.

[7] *Myers, B. R.* Efficient generation of tree-admittance in a cascade of 2 part networks. In : PROC. IEE, **114**, nr. 11, november, 1967, p. 1641—1646.

Intrat în redacție la 22.X.1970

Cu privire la calculul circuitelor electrice care conţin miezuri magnetice cu ciclul de histerezis dreptunghiular excitate cu impulsuri de curent

ION POPA şi NICOLAE BOGOEVICI * — Timişoara

CZ 621.3.012.8 : 621.3.011.3 :538.23

Calculul circuitelor electrice în regim de impuls constituie o problemă deosebit de importantă şi actuală, astfel de circuite fiind întîlnite la instalaţiile de automatizare, de măsură şi control, la calculatoarele electronice etc.

În literatura de specialitate sînt prezentate pe larg metodele de calcul al regimurilor tranzitorii din circuitele electrice liniare şi neliniare ce conţin bobine cu miezuri feromagnetice şi în care acţionează tensiuni cu variaţie sub formă de treaptă, sub formă de impuls sau periodică. În astfel de cazuri curentul din circuit, obţinut prin rezolvarea ecuaţiei diferenţiale a circuitului, se menţine în limitele unei variaţii cvazistaţionare astfel încît inducţia magnetică B din miezul magnetic urmăreşte în timp variaţiile cîmpului magnetic H, conform curbei de magnetizare sau ciclului de histerezis al materialului [1].

Calculul proceselor tranzitorii se complică atunci cînd miezurile magnetice ale bobinelor sînt cu ciclul de histerezis dreptunghiular (CHD), iar circuitul este excitat cu impulsuri de curent furnizate de surse care asigură o creştere, respectiv o scădere, practic instantanee a curentului. În astfel de cazuri inducţia magnetică B are o variaţie întîrziată în timp faţă de variaţia lui H datorită unor cauze diferite de ceea ce este cunoscut sub denumirea de histerezis magnetic. Fenomenele ce au loc în circuit depăşesc limitele variaţiilor cvazistaţionare astfel încît este necesar să se ţină seama şi de modul de variaţie în timp a mărimilor H şi B. În cele ce urmează se prezintă cîteva aspecte principale ale acestei probleme, cu referire la unele cazuri concrete întîlnite în aplicaţii.

1. Circuite de comutare cu miezuri de ferită excitate cu impulsuri de curent

Circuitele de comutare bipoziţională realizate cu miezuri de ferită cu CHD, folosite la realizarea elementelor logice şi de memorie, sînt comandate prin impulsuri de curent. În figura 1a este reprezentată partea principală a unui astfel de circuit constînd dintr-un miez de ferită toroidal pe care sînt aşezate bobina de înscriere cu N_1 spire, bobina de citire (de sarcină) cu N_s spire şi bobina de ştergere cu N_2 spire. Impulsurile curentului i de excitare a bobinei (N_1 sau N_2) au forma reprezentată în fig. 1b, durata de creştere t_{cr} fiind de ordinul 10...100 nanosecunde [2], [3].

Pentru calculul corect al circuitului, este necesar să se cunoască calitativ şi cantitativ fenomenul de comutare a miezului de ferită din punctul $-B_r$ în punctul $+B_r$, sau invers din $+B_r$ în $-B_r$ (fig. 1c) sub acţiunea impulsului de curent.

Considerăm că miezul de ferită se găseşte iniţial în starea staţionară de remanenţă $-B_r$ şi că în această stare se aplică la bobina N_1 impulsul de curent de amplitudine i_m şi durata τ_i, date. Pe durata impulsului are loc aşa numitul proces de *remagnetizare* a miezului [2] în urma căruia miezul ajunge final în starea staţionară de remanenţa $+B_r$.

Avînd în vedere forma dreptunghiulară a ciclului limită de histerezis, evident că, pentru ca miezul să treacă din starea $-B_r$ în starea $+B_r$, este necesar ca intensitatea H_m a cîmpului magnetic, corespunzătoare curentului i_m, să fie mai mare decît o valoare limită $H_m > H_{lim}$ care, la rîndul său, este mai mare decît cîmpul magnetic coercitiv, $H_{lim} > H_c$ (fig. 1c).

În figura 2 este arătată variaţia în timp a inducţiei magnetice B din miez şi a derivatei acesteia $\mathrm{d}B/\mathrm{d}t$ la aplicarea impulsului. Se remarcă faptul că în timp ce valoarea staţionară H_m a cîmpului magnetic se stabileşte în timpul t_{cr} de ordinul nanosecundelor, valoarea $B_s \cong B_r$ a inducţiei magnetice se stabileşte mult mai tîrziu, după timpul τ care este de ordinul microsecundelor şi care este denumit timp de comutaţie. Deci, în timp ce $H(t)$ este un impuls practic dreptunghiular, $B(t)$ are o variaţie mai lentă, astfel încît derivata $\frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t}(t)$ se apropie de forma unui impuls cu variaţie parabolică. Oscilograma reprezentată în figura 3, obţinută la încercarea unor miezuri de ferită pe bază de oxizi de fier, mangan şi magneziu, confirmă cele relatate mai sus în legătură cu variaţia în timp a lui $\frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t}(t)$.

* Ing. *I. Popa* este şef de lucrări la Institutul politehnic din Timişoara, iar dr. ing. *N. Bogoevici* este profesor la acelaşi institut.

Prin urmare, la excitarea prin impuls a miezurilor magnetice cu CHD, curba $B(H)$ nu este aceeaşi cu cea reprezentată prin ciclul de histerezis, la care pentru un H dat corespunde

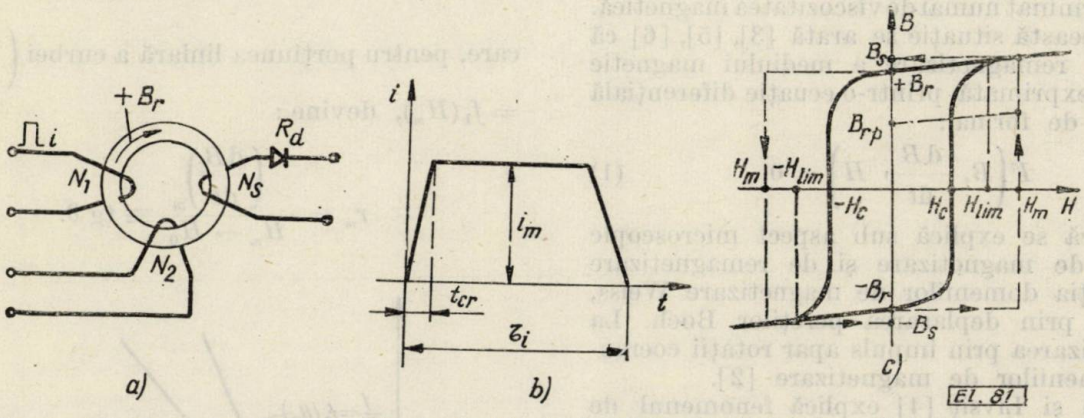


Fig. 1. a) Schema circuitului cu miez de ferită; b) impulsul circuitului de excitaţie; c) ciclul de histerezis al feritei de comutaţie.

un anumit B ce se stabileşte practic simultan cu H. Ciclul $B(H)$ atunci cînd $H(t)$ are formă de impulsuri succesive pozitive şi negative, iar $\frac{B_r}{B_s} \cong 1$, este un dreptunghi cu laturile $2H_m$ şi $B_r + B_s \cong 2B_r$ (fig. 1c).

Din studiile teoretice şi experimentale prezentate în literatură [3], [5,] [6], rezultă că timpul de comutaţie τ, în care inducţia B trece de la valoarea $-B_r$ la valoarea $B_s \cong +B_r$, depinde, pe de o parte, de proprietăţile magnetice ale materialului şi, pe de altă parte, de amplitudinea H_m a cîmpului de excitaţie. În

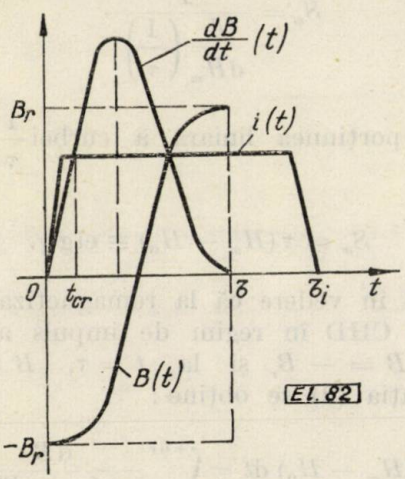


Fig. 2. Variaţia în timp a inducţiei B şi a derivatei sale dB/dt la remagnetizarea în impuls a feritei cu CHD.

ce priveşte durata impulsului $H(t)$ aceasta trebuie să fie mai mare sau cel puţin egală cu timpul de comutaţie, $\tau_i \geqslant \tau$. În caz contrar, inducţia ce se stabileşte în miez obţine o valoare $B_{rp} < B_r$ corespunzătoare unui ciclu de histerezis particular cuprins în interiorul ciclului limită (fig. 1c) Aceasta conduce la o funcţionare incertă a circuitului de comutaţie [3], [6].

Rezultă deci necesitatea calculării timpului de comutaţie pentru fiecare caz concret în parte şi compararea lui cu durata impulsului, deoarece numai astfel se pot cunoaşte integral condiţiile de funcţionare ale circuitului.

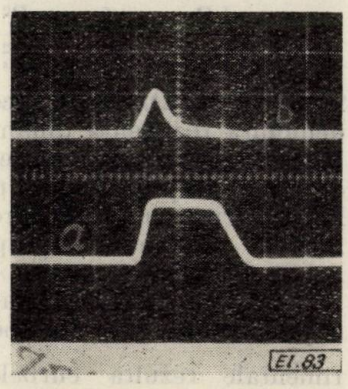


Fig. 3. Variaţia în timp a curentului de excitaţie (*a*) şi a derivatei inducţiei (*b*) (scara timpului 1 μ s/div).

Calculul timpului de comutaţie se face pe baza rezolvării unei ecuaţii diferenţiale scrisă pentru $B(t)$, denumită ecuaţia de remagnetizare [6] sau ecuaţia stării dinamice [3]. Această ecuaţie este necesară şi pentru determinarea tensiunilor electromotoare induse în bobinele dispuse pe miezul de ferită excitat prin impulsuri de curent.

2. Ecuaţia de remagnetizare şi parametrii feritelor în regim de impuls

Influenţa hotărîtoare asupra comportării materialelor magnetice la magnetizarea în regim de impuls o au vîscozitatea magnetică şi curenţii turbionari, datorită cărora în mediul magnetic apar pierderi suplimentare. Separarea pierderilor datorate acestor două cauze constituie o problemă complicată atît sub aspect

teoretic cît mai ales sub aspect experimental [8]. În cazul feritelor, nemetalice, datorită rezistivității lor mari ($\rho = 10^2 \div 10^7\ \Omega$ cm) curenții turbinari sînt practic neglijabili, procesul de remagnetizare în regim de impuls fiind determinat numai de viscozitatea magnetică. Pentru această situație se arată [3], [5], [6] că starea de remagnetizare a mediului magnetic poate fi exprimată printr-o ecuație diferențială neliniară de forma:

$$F\left(B, \frac{dB}{dt}, H\right) = 0. \tag{1}$$

În fizică se explică sub aspect microscopic procesul de magnetizare și de remagnetizare prin rotația domeniilor de magnetizare Weiss, respectiv prin deplasarea pereților Boch. La remagnetizarea prin impuls apar rotații coerente a domeniilor de magnetizare [2].

Landau și Livsiț [4] explică fenomenul de viscozitate magnetică prin caracterul giroscopic al mișcării purtătorilor elementari de moment magnetic. La aplicarea unui cîmp magnetic H, acești purtători de moment magnetic obțin și o mișcare de precesie în jurul lui H pînă se ajunge la o nouă poziție de echilibru. Pe baza acestor considerațiuni, Gyorgy [5] stabilește prin calcul următoarea expresie pentru ecuația de remagnetizare:

$$\frac{dB}{dt} = r_m\left(1 - \frac{B^2}{B_s^2}\right)(H_m - H_0), \tag{2}$$

în care r_m în Ω/m este o constantă de material denumită rezistență dinamică maximă, a cărei valoare se determină experimental, iar H_0 este un cîmp magnetic prag, propriu miezului de ferită cu CHD, care reprezintă valoarea minimă a cîmpului H_m aplicat pentru ca miezul să treacă din starea $-B_r$ în starea $+B_r$.

Relația (2) este confirmată și de rezultatele experimentale [3]. Tot pe baza datelor experimentale rezultă curbele $\left(\frac{dB}{dt}\right)_m = f_1(H_m)$ și $\frac{1}{\tau} = f_2(H_m)$ reprezentate în figura 4 care arată că, pentru $H_m > H_0$, valoarea maximă $\left(\frac{dB}{dt}\right)_m$ a derivatei inducției magnetice din miez și valoarea $1/\tau$ a timpului de comutație depind practic liniar de H_m. Pentru $H_m < H_0$, se obțin pentru $\left(\frac{dB}{dt}\right)_m$ valori mici, iar timpul de comutare τ devine foarte mare, de ordinul zecilor de microsecunde, motiv pentru care acest domeniu nu prezintă interes.

Din curbele $\left(\frac{dB}{dt}\right)_m = f_1(H_m)$, prin prelungirea porțiunii liniare, se determină parametrul H_0 al magnetizării prin impuls, a cărui valoare aproximativă este $H_0 \cong H_{lim}$.

Rezistența dinamică maximă se definește prin relația:

$$r_m = \frac{d}{dH_m}\left\{\left(\frac{dB}{dt}\right)_m\right\} \tag{3}$$

care, pentru porțiunea liniară a curbei $\left(\frac{dB}{dt}\right)_m = f_1(H_m)$, devine:

$$r_m = \frac{\left(\frac{dB}{dt}\right)_m}{H_m - H_0} \equiv \operatorname{tg}\delta. \tag{4}$$

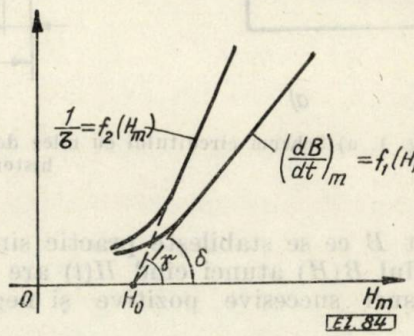


Fig. 4. Curbele $\left(\frac{dB}{dt}\right)_m = f_1(H_m)$ și $\frac{1}{\tau} = f_2(H_m)$.

Un alt parametru al magnetizării miezurilor cu CHD în regim de impuls este constanta de comutare S_w, prin intermediul căreia se stabilește legătura dintre amplitudinea H_m a impulsului și timpul de comutare τ, definită prin relația:

$$S_w = \frac{1}{\frac{d}{dH_m}\left(\frac{1}{\tau}\right)}. \tag{5}$$

Pentru porțiunea liniară a curbei $\frac{1}{\tau} = f_2(H_m)$ rezultă:

$$S_w = \tau(H_m - H_0) \equiv \operatorname{ctg}\gamma. \tag{6}$$

Avînd în vedere că la remagnetizarea feritelor cu CHD în regim de impuls avem, la $t = 0$, $B = -B_r$ și la $t = \tau$, $B = +B_r$, din relația (2) se obține:

$$\int_0^{\tau}(H_m - H_0)\,dt = \int_{-B_r}^{+B_r} \frac{dB}{r_m\left(1 - \frac{B^2}{B_s^2}\right)} \tag{7}$$

respectiv

$$(H_m - H_0)\tau = \frac{2B_s}{r_m}\operatorname{arg\,th}\frac{B_r}{B_s} = S_w. \tag{8}$$

Prin urmare, constanta S_w poate fi calculată dacă se cunosc mărimile r_m, B_r şi B_s sau poate fi determinată experimental trasînd curba $\frac{1}{\tau} = f_2(H_m)$.

Trebuie precizat că ecuaţia remagnetizării de forma relaţiei (2) este valabilă numai atunci cînd remagnetizarea sub influenţa impulsului de curent (cîmp) se realizează în gol, adică bobinele situate pe miez în afară de aceea de excitaţie, nu sînt parcurse de curent. În cazul remagnetizării în sarcină apare şi un cîmp de reacţie determinat de curentul i_s din bobina cu N_s spire (fig. 1 a).

În circuitele cu ferite a calculatoarelor electronice se impune ca semnalul i_s, să apară numai la comutarea într-un anumit sens a magnetizării, ceea ce se realizează cu ajutorul unei diode conectată în circuitul de sarcină (fig. 1 a) astfel că, atunci cînd $\frac{dB}{dt} < 0, i_s \neq 0$ şi pozitiv. În acest caz, ecuaţia remagnetizării obţine forma:

$$\frac{dB}{dt} = r_m\left(1 - \frac{B^2}{B_s^2}\right)\left(H_m - H_0 + \frac{i_s N_s}{l}\right), \quad (9)$$

unde l este lungimea medie a miezului de ferită.

3. Calculul circuitelor în regim de impuls

În cele ce urmează se prezintă aspectele principale ale calculului circuitelor electrice ce conţin miezuri magnetice cu CHD şi sînt excitate cu impulsuri de curent. După cum s-a arătat, la astfel de circuite este necesar să se determine şi timpul de comutaţie, a cărui valoare dacă este mai mică sau cel mult egală cu durata impulsului de excitaţie ($\tau \leqslant \tau_i$) însemnează că miezul comută din $-B_r$ în $+B_r$, sau invers din $+B_r$ în $-B_r$. Din acest motiv, pe lîngă ecuaţiile circuitului scrise pe baza legilor şi teoremelor electrotehnicii, este necesar să se folosească [7], [8], [10] şi ecuaţia de remagnetizare. Neglijarea unor fenomene reale ce au loc în timpul procesului de comutaţie şi încercarea de a descrie aceste fenomene cu ajutorul unor ecuaţii liniare uşor de integrat [9] nu permite o analiză completă a circuitelor de acest gen. Aşa cum se arată în [11] este necesar să se considere ecuaţia de remagnetizare sub forma sa neliniară exprimată prin relaţia (9), cu toate dificultăţile întîmpinate la integrarea ei, deoarece numai în acest mod se obţine o concordanţă mai bună între teorie şi experienţă.

Pentru exemplificarea metodicii de calcul se consideră circuitul a cărui schemă este reprezentată în figura 5, în care N_1 este bobina de excitaţie a miezului magnetic cu CHD, N_s este bobina de sarcină conectată la condensatorul de capacitate C prin intermediul unei diode semiconductoare. Rezistenţa directă a diodei este R_d, iar rezistenţa inversă se consideră infinită. Cunoscînd amplitudinea i_{m1} şi durata τ_{i1} a impulsului de curent din bobina

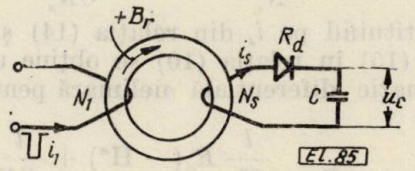


Fig. 5. Schema circuitului de comutare cu sarcină capacitivă.

N_1 precum şi constantele de impuls r_m, H_0 şi S_w ale miezului, se urmăreşte să se determine:

$$i_s(t),\ u_c(t),\ \frac{dB}{dt}(t) \text{ şi } B(t).$$

Ecuaţiile circuitului sînt:

$$-AN_s\frac{dB}{dt} = i_s R_d + u_c \quad (10)$$

$$u_c = \frac{1}{C}\int_0^t i_s\,dt \quad (11)$$

$$\frac{dB}{dt} = r_m\left(1 - \frac{B^2}{B_s^2}\right)\left(\frac{i_{m1}N_1}{l} - H_0 + \frac{i_s N_s}{l}\right), \quad (12)$$

unde A este secţiunea miezului magnetic.

Ţinînd seama că dioda semiconductoare face ca i_s să fie diferit de zero şi pozitiv numai atunci cînd $\frac{dB}{dt} < 0$, ceea ce înseamnă $i_{m1} < 0$ şi $H_0 < 0$, rezultă următoarele condiţii iniţiale pentru rezolvarea sistemului de ecuaţii (10)

$$\begin{aligned} &\text{la } t = 0 \text{ avem } B = +B_r \text{ şi } u_c = 0;\\ &\text{la } t = \tau \text{ avem } B = -B_r \text{ şi } u_c = u_c(\tau). \end{aligned} \quad (13)$$

Introducînd notaţia $H^* = \frac{i_{m1}N_1}{l} - H_0$, din ecuaţia (12) se obţine:

$$i_s = \frac{l}{N_s}\left[-H^* + \frac{1}{r_m\left(1 - \frac{B^2}{B_s^2}\right)}\cdot\frac{dB}{dt}\right] \quad (14)$$

cu care, din ecuaţia (11) rezultă:

$$u_c = \frac{l}{N_s}(-H^*)\,t - \frac{l}{2CN_s}S_w + \frac{l}{CN_s}\cdot\frac{B_s}{r_m}\operatorname{arg\,th}\frac{B}{B_s}, \quad (15)$$

unde, la efectuarea integralei $\int_{+B_r}^{B}\frac{dB}{1 - \frac{B^2}{B_s^2}}$, s-a ţinut seama de relaţia (8).

Tensiunea ce se stabileşte la bornele condensatorului după ce acesta se încarcă, adică la sfîrşitul procesului de comutare, rezultă din relaţia (15) în care se pune $t = \tau$ şi $B = -B_r$;

$$u_c(\tau) = \frac{l}{N_s}(-H^*)\tau - \frac{l}{CN_s}S_w. \qquad (16)$$

Substituind pe i_s din relaţia (14) şi u_c din relaţia (15) în relaţia (10) se obţine următoarea ecuaţie diferenţială neliniară pentru $B(t)$:

$$\frac{dB}{dt} = \frac{\frac{l}{N_s}R_d(-H^*) + \frac{l}{CN_s}(-H^*)t - \frac{l}{2CN_s}S_w + \frac{l}{CN_s}\cdot\frac{B_s}{r_m}\operatorname{arg\,th}\frac{B}{B_s}}{AN_s + \frac{l}{N_s}\cdot\frac{R_d}{r_m}\cdot\frac{1}{1-\frac{B^2}{B_s^2}}}. \qquad (17)$$

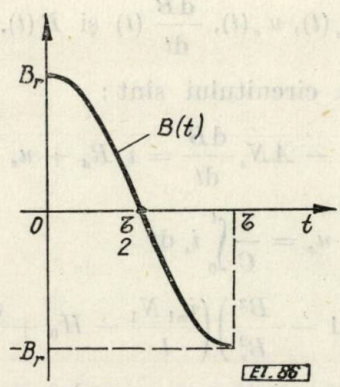


Fig. 6. Curba B(t) simetrică.

Integrarea analitică a acestei ecuaţii diferenţiale neliniare este foarte dificilă. Este necesar să se recurgă la integrarea numerică, folosind calculatoarele electronice.

În ipoteza că $B(t)$ este o curbă simetrică în raport cu punctul de intersecţie cu axa timpului (fig. 6), se poate demonstra [7] că $u_c(t)$ variază liniar în timp, iar $i_s(t)$ este de forma unui impuls dreptunghiular (fig. 7) avînd durata egală cu timpul de comutare τ pentru care rezultă expresia:

$$\tau = \frac{S_w}{(-H^*)} + \left[\frac{S_w}{2(-H^*)} + CR_a\right]\cdot$$

$$\cdot\left[\sqrt{1 + \frac{16N_s^2 AB_r lC(-H^*)}{[S_w l + 2R_a lC(-H^*)]^2}} - 1\right]. \qquad (18)$$

Exemplu numeric

Se consideră circuitul din figura 5 avînd $N_1 = 10$ spire, $N_s = 28$ spire, $C = 12$ nF, $R_a = 35\ \Omega$ şi miezul din ferită cu următoarele date: $l = 0{,}785$ cm, $A = 0{,}6$ mm^2, $B_r = 0{,}27$ T, $H_0 = 90$ A/m, $S_w = 60 \cdot 10^{-6}$ C/m, $r_m = 1{,}8 \cdot 10^4\ \Omega$/m. Înlocuind aceste date în relaţiile (14), (15) şi (17) şi procedînd la rezolvarea numerică cu ajutorul calculatorului MECIPT–1 a sistemului de ecuaţii obţinute [10], au rezultat curbele de variaţie în timp a mărimilor i_s, u_c, dB/dt şi B reprezentate în figura 8 pentru $-H^* = 435$ A/M. Pentru timpul de comutaţie s-a obţinut din acest calcul numeric valoarea $\tau \cong 1{,}06$ μs, iar din relaţia (18) rezultă $\tau \cong 1{,}078$ μs.

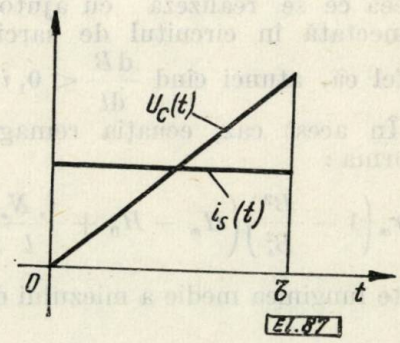


Fig. 7. Variaţiile liniare ale lui $u_c(t)$ şi $i_s(t)$.

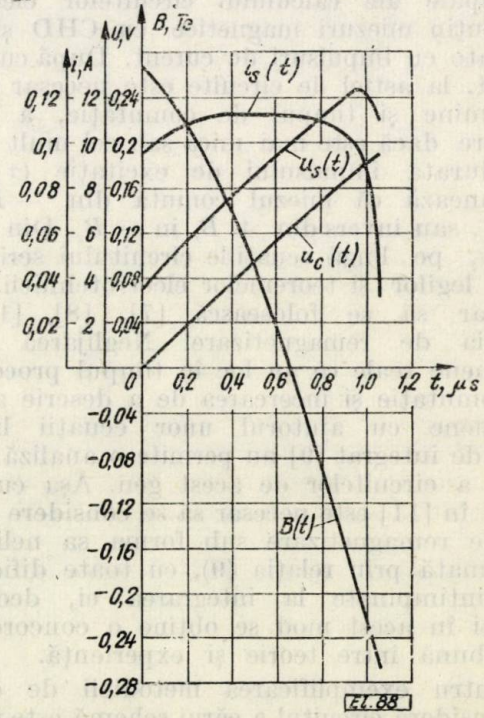


Fig. 8. Curbele $B(t)$, $u_c(t)$, $i_c(t)$ şi $u_s(t) = N_s A \frac{dB}{dt}$ pentru $(-H) = 435$ A/m, obţinute prin integrare numerică.

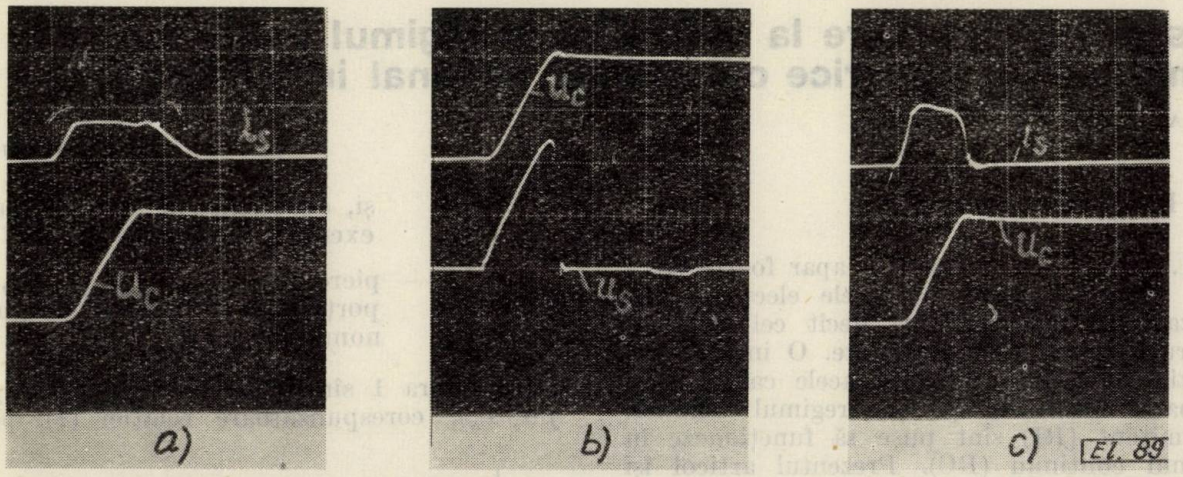


Fig. 9

a Oscilogramele $i_1(t)$ şi $u_C(t)$ (scara curentului 0,565 A/div, scara tensiunii 5 V/div, scara timpului 1 μ sec/div); *b*) Oscilogramele $u_C(t)$ şi $u_S(t)$ (scara tensiunii 5/div, scara timpului 1 μ sec/div); *c*) Oscilogramele $i_S(t)$ şi $u_C(t)$ (scara curentului 0,1175 A/div, scara tensiunii 5 V/div, scara timpului 1 μ sec/div).

În figura 9 sînt reprezentate oscilogramele obţinute la încercarea experimentală a circuitului cu datele indicate. Din oscilograme rezultă $\tau \cong 1{,}2$ μs.

Se remarcă o bună concordanţă între rezultatele calculului numeric şi cele experimentale.

4. Concluzii

Calculul circuitelor electrice care conţin miezuri magnetice cu CHD excitate cu impulsuri de curent constituie o problemă mai dificilă deoarece este necesar să se ia în considerare şi ecuaţia remagnetizării care este o ecuaţie diferenţială neliniară şi care conţine anumiţi parametri specifici miezurilor magnetice excitate prin impulsuri.

Integrarea analitică a ecuaţiilor circuitelor nu poate fi făcută decît prin anumite aproximaţii admise de la caz la caz. Pe această cale este dificil să se obţină modul de variaţie în timp a mărimilor ci numai anumite valori extreme ale acestora ca: timpul de comutaţie, valoarea maximă a lui dB/dt etc. În schimb se pot obţine anumite relaţii aproximative între parametri, stabilindu-se astfel domeniul în care circuitul funcţionează la cerinţe impuse. După obţinerea pe cale analitică a unor date aproximative, se recomandă folosirea în continuare a integrării numerice a ecuaţiilor diferenţiale, cu ajutorul calculatoarelor numerice pe această cale putîndu-se obţine date mai complete asupra funcţionării circuitului. Dat fiind caracterul aproximativ al ambelor metode de integrare, analitică şi numerică, se impune în final verificarea experimentală a rezultatelor.

Bibliografie

[1] *Andronescu, Pl.* Electricitate şi Electrotehnică. Partea a II-a. Editura I. P. Timişoara, 1953.

[2] *Bursuc, D. I.* şi *Suciu, P. M.* Pături subţiri feromagnetice. Bucureşti Editura Academiei R. S. R., 1969.

[3] *Pirogov, A. I,* şi *Samaev, Iu. M.* Magnitnîe serdeciniki v avtomatike i vîcislitelinoi tehnike. Moscova, Editura Energhia, 1967.

[4] *Landau, L. D.* şi *Livşiţ, E. M.* K teorii dispersii magnitnoi proniţaemosti v ferromagnitnîh telah. In: Sov. Phys. 8, 1933, p. 153.

[5] *Gyorgy, E. M.* Rotational Model of Flux Reversal in Square Loop Ferrites. In: J. Appl. Phys. **28** 1957, 1011—1015.

[6] *Benda, D.* Über den magnetischen vorgeschichte auf die Impulsseigenschaften der Ferrite mit rechteckiger Histereseschleife. XII Internationales Wleissenschaf Nichtliniare Electrotechnik Technische Hochschule Ilmenau, september 1957.

[7] *Kuznełov, A. I.* şi *Samaev, Iu. M.* K analizu i sintezu shem, soderjaşcih magnitnîe sedeciniki s priamougolinoi petlei ghisterezisa i reaktivnîe elementî, Trudî M. E. I., Vîpusc **LX**, ciasti 1, Moscova, 1965.

[8] *Balasov, E. P.* Proiectirovanie magnitnîh elementov i ustroistv, electronîh vîcislitelnîh maşin''. Moscova, Izd. Vîşaia şcola, 1966.

[9] *Marinescu, M.* şi *Barbu, E.* Teoria circuitelor de comutare. Bucureşti, Editura Didactică şi pedagogică, 1964.

[10] *Popa, I.* Contribuţii la studiul registrelor de deplasare realizate cu miezuri de ferită, Teză de doctorat, I. P. Timişoara, 1970.

[11] *Popa, I.* Contribuţii la studiul registrelor de deplasare bitact realizate cu miezuri de ferită. În: Automatica şi Electronica nr. 4, 1970.

Intrat în redacţie la 30. X. 1970

Observaţii cu privire la utilizarea în regimul continuu a motoarelor electrice cu regimul nominal intermitent

ŞTEFAN BARTZER * — Timişoara

CZ 621.313.13–577.017.7

1. Prezentarea problemei

1.1. În practica industrială apar foarte frecvent cazuri în care motoarele electrice sînt utilizate în alte regimuri decît cel nominal pentru care au fost construite. O importanţă practică deosebită prezintă acele cazuri cînd motoare construite pentru regimul nominal intermitent (RI) sînt puse să funcţioneze în regimul continuu (RC). Prezentul articol îşi propune să analizeze acest caz.

Pentru aceasta se va folosi un studiu anterior al autorului [1] unde se analizează încălzirea motoarelor construite pentru regim intermitent (R I) cînd sînt puse să lucreze în regim de scurtă durată (RSD).

1. 2. Studiul fenomenelor de încălzire şi de răcire la funcţionarea în regimul de scurtă durată (RSD) a motoarelor construite pentru RI a condus la următoarea expresie a suprasarcinii relative mecanice, p_M, admisibile din punctul de vedere al încălzirii [1]:

$$p_M = \frac{P_{SD}}{P_{NI}} \approx \frac{I_{SD}}{I_{NI}} = \sqrt{\frac{\varkappa_I + 1}{(1 - e^{-\frac{t_S}{T_N}})\left(1 + \frac{1 - DA_N}{DA_N}\beta_0\right)} - \varkappa_I} \quad (1)$$

în care s-au notat:

P_{NI} şi I_{NI} — puterea nominală, respectiv curentul nominal, corespunzătoare duratei relative de funcţionare nominale DA_N;

P_{SD} şi I_{SD} — puterea admisibilă, respectiv curentul admisibil, un timp t_s la funcţionarea în RSD;

$$\beta_0 = \frac{T_N}{T_0} \leqq 1; \quad (2)$$

T_N şi T_0 — constantele de timp termice ale motorului la funcţionarea în condiţii nominale, respectiv în repaus;

$$\varkappa_I = \frac{k}{v_{NI}}; \quad (3)$$

k — suma considerată constantă a pierderilor în fier şi prin frecare şi, eventual, în înfăşurarea de excitaţie în derivaţie;

v_{NI} — pierderile variabile nominale, proporţionale cu patratul curentului nominal.

În figura 1 sînt reprezentate curbele $p_M = f(t_s/T_N)$, corespunzătoare relaţiei (1), pentru

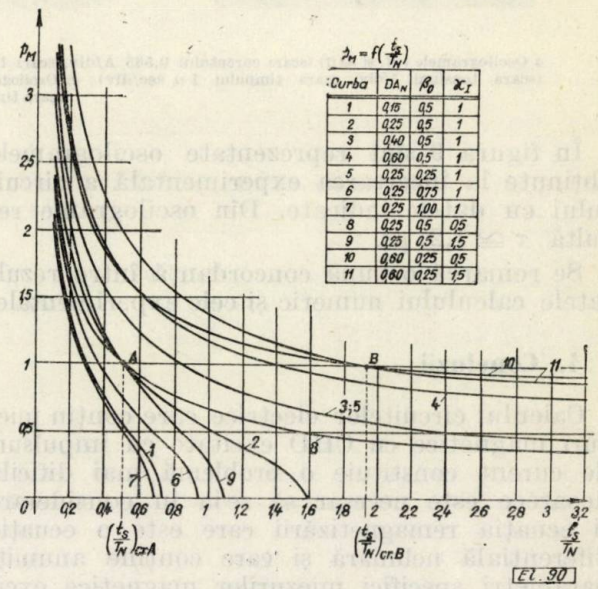


Fig. 1. Influenţa raportului t_s/T_N şi a parametrilor DA_N, β_0 şi $\varkappa_I$, asupra sarcinii relative mecanice admisibile p_M.

cîteva valori tipice ale parametrilor DA_N, β_0 şi $\varkappa_I$.

1. 3. Observaţia, că RSD corespunde numai unui domeniu $t_s/T_N < 3$ şi că RC reprezintă din punctul de vedere termic un regim staţionar, la care se ajunge practic după un timp $t_s > 3\ T_N$, [2], [3], conduce cu ajutorul curbelor din figura 1 la următoarele concluzii:

— din punctul de vedere al încălzirii, motoarele construite pentru RI pot fi utilizate numai limitat în RC;

— anumite motoare cu RI (de exemplu motoarele la care corespund curbele *1*, *2*, *6*, *7* şi *9*) nu pot fi utilizate în RC, nici măcar în gol, deoarece s-ar depăşi încălzirea admisibilă.

Importanţa pe care o prezintă aceste concluzii pentru practica industrială impune un studiu amănunţit pentru a putea răspunde la următoarele întrebări:

— care dintre motoarele cu RI nu pot fi utilizate în *RC*, nici măcar în gol?

* Ing. *Ş. Bartzer* este şef de lucrări la Catedra de Utilizările energiei electrice din cadrul Facultăţii de electrotehnică a Institutului politehnic „Traian Vuia" din Timişoara.

— care este sarcina P_C, respectiv I_C, la care poate să funcționeze în RC un motor construit pentru RI, fără a depăși încălzirea admisibilă?

— care sînt factorii de care trebuie să se țină seamă la utilizarea în RC a motoarelor construite pentru RI?

2. Studiul comportării termice în RC

2. 1. Pentru a răspunde la întrebările puse, se impune în relația (1) condiția de funcționare în RC, adică $t_s/T_N \to \infty$. Astfel se obține formula de calcul pentru alegerea și verificarea la încălzire a motoarelor cu *RI*, în cazul utilizării lor în RC, sub forma:

$$p_M = \frac{P_C}{P_{NI}} \approx \frac{I_C}{I_{NI}} = \sqrt{\frac{\varkappa_I + 1}{1 + \frac{1 - DA_N}{DA_N}\beta_0} - \varkappa_I}. \qquad (4)$$

Potrivit relației (4), nu pot fi utilizate în RC nici măcar în gol, acele motoare cu RI la care DA_N, β_0 și $\varkappa_I$ au astfel de valori, încît:

$$\frac{\varkappa_I + 1}{1 + \frac{1 - DA_N}{DA_N}\beta_0} - \varkappa_I < 0.$$

În general, relația (4) poate servi pentru calcularea valorii necesare oricăreia dintre mărimile P_C, P_{NI}, DA_N β_0 și $\varkappa_I$, dacă se cunoaște sau se adoptă inițial, valoarea celorlalte mărimi, astfel încît, funcționînd în *RC*, motoarele cu *RI* să nu se supraîncălzească.

2. 2. În continuare, pentru a asigura rezolvarea operativă a problemelor care apar în practică și pentru a ușura urmărirea comportării termice în *RC* a motoarelor cu *RI*, s-au determinat așa numitele „curbe de sarcină relativă constantă" sub forma:

$$\beta_0 = \frac{DA_N}{1 - DA_N} \frac{1 - p_M^2}{\varkappa_I + p_M^2} \qquad (5)$$

și s-au reprezentat (figurile 2—6) în planul mărimilor β_0 și $\varkappa_I$, pentru $0 \leq p_M = \text{const} < 1$ și pentru fiecare din valorile standardizate $DA_N = 0{,}15$; $0{,}25$; $0{,}40$ și $0{,}60$ [4, §4. 5. 4]. Pentru $p_M = \text{const.}$ și $DA_N = \text{const.}$, funcția $\beta_0 = f(\varkappa_I)$ exprimată prin relația (5), reprezintă o hiperbolă.

Curbele pentru $p_M = 0$ (figura 2), care se caracterizează prin relația:

$$\beta_0 \varkappa_I = \frac{DA_N}{1 - DA_N} = \text{const}, \qquad (6)$$

și care în continuare se vor numi „curbe limită", împart domeniul perechilor de valori β_0 și $\varkappa_I$ în două zone și anume:

— o zonă interzisă, căreia îi corespund astfel de valori pentru β_0 și $\varkappa_I$ încît motoarele cu *RI*

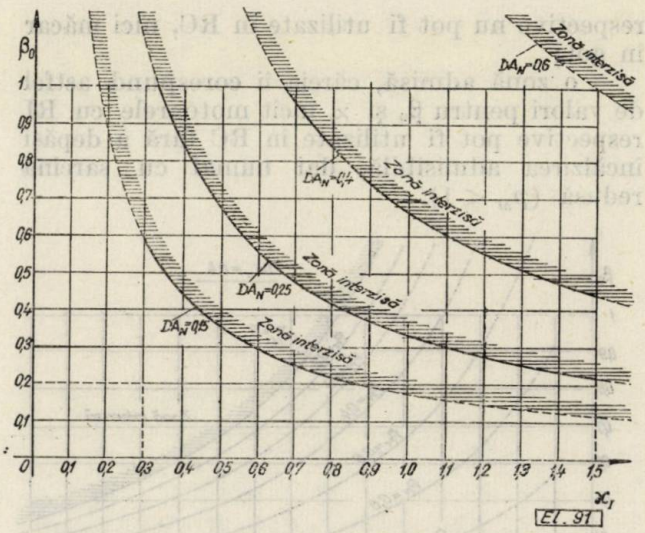


Fig. 2. Curbele limită ($p_M = 0$) conform relației (6), corespunzătoare valorilor DA_N standardizate.

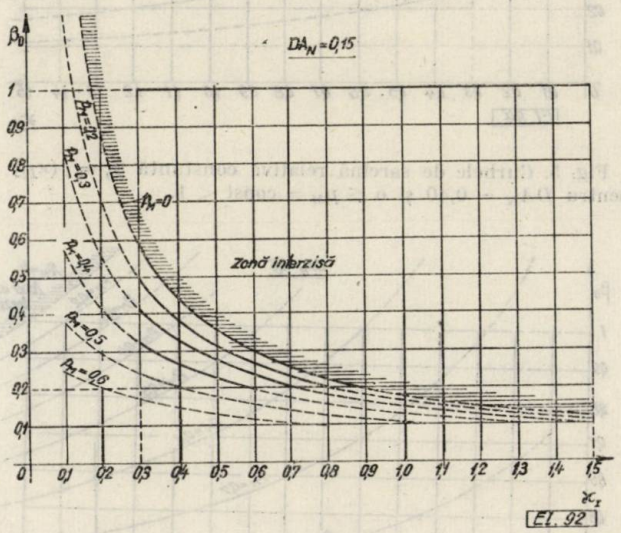


Fig. 3. Curbele de sarcină relativă constantă $\beta_0 = f(\varkappa_I)$, pentru $DA_N = 0{,}15$ și $0 \leq p_M = \text{const} < 1$.

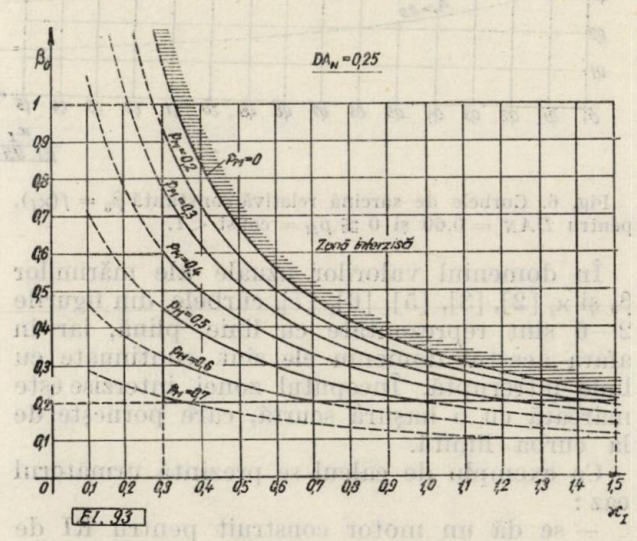


Fig. 4. Curbele de sarcină relativă constantă $\beta_0 = f(\varkappa_I)$, pentru $DA_N = 0{,}25$ și $0 \leq p_M = \text{const.} < 1$

respective nu pot fi utilizate în RC, nici măcar în gol;

— o zonă admisă, căreia îi corespund astfel de valori pentru β_0 și $\varkappa_I$ încît motoarele cu RI respective pot fi utilizate în RC fără a depăși încălzirea admisibilă, dar numai cu sarcină redusă ($p_M < 1$).

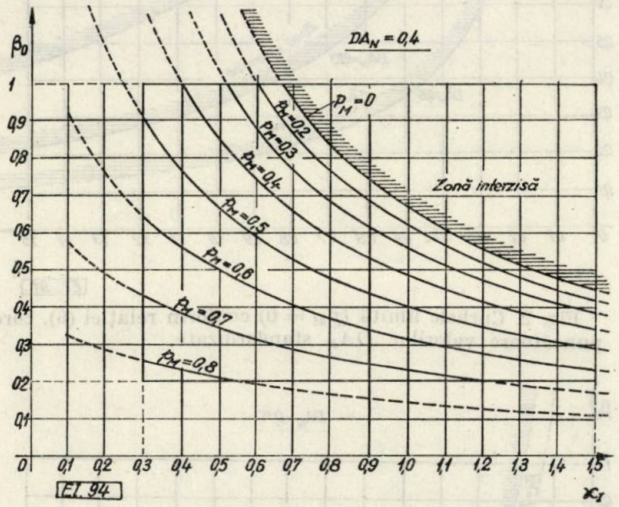


Fig. 5. Curbele de sarcină relativă constantă $\beta_0 = f(\varkappa_I)$, pentru $DA_N = 0,40$ și $0 \leqq p_M = \text{const} < 1$.

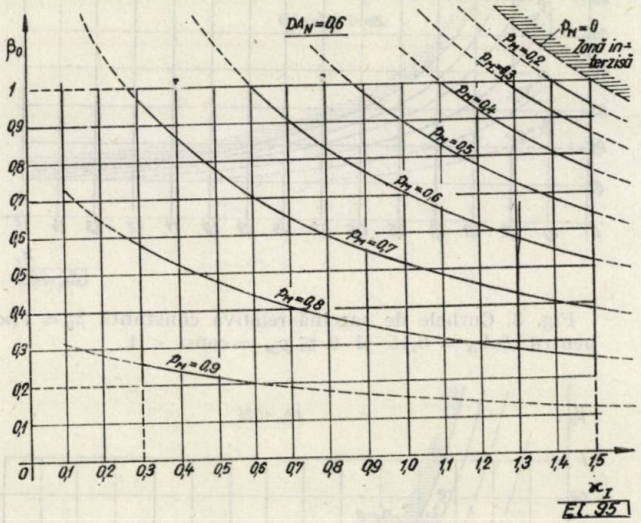


Fig. 6. Curbele de sarcină relativă constantă $\beta_0 = f(\varkappa_I)$, pentru $DAN = 0,60$ și $0 \leqq p_M = \text{const} < 1$.

În domeniul valorilor uzuale ale mărimilor β_0 și $\varkappa_I$ [2], [3], [5], [6], [7], curbele din figurile 2—6 sînt reprezentate cu linie plină, iar în afara acestui domeniu ele sînt continuate cu linie întreruptă. Începutul zonei interzise este marcată cu o haşură scurtă, care porneşte de la curba limită.

Ca exemplu de calcul se prezintă următorul caz:

— se dă un motor construit pentru RI de tipul M2 — 72 — 8, cu $P_{NI} = 32$ kW la $DA_N = 0,40$, cu $\beta_0 \approx 0,6$ și $\varkappa_I = 0,75$;

—se cere sarcina P_G admisibilă în RC.

Rezolvare: avînd $DA_N = 0,40$, din figura 5, corespunzător valorilor $\beta_0 = 0,6$ și $\varkappa_I = 0,75$, se citeşte $p_M = 0,42$, rezultă că: $P_G \leqq p_M P_{NI}$ 13,44 kW.

2.3. Încălzirea motoarelor cu *RI* la funcționarea în *RC* se datorește în mare parte pierderilor în fier, care la sarcină redusă, și în special la mersul în gol, acționează cu întreaga lor valoare. La funcționarea în RC, pierderile în fier au o pondere mai mare în raport cu pierderile în cupru, decît la funcționarea în *RI* nominal, ceea ce poate determina o schimbare a sensului fluxului de căldură din interiorul motorului. Deoarece izolația înfășurărilor, care limitează încălzirea admisibilă a motoarelor electrice, este așezată în ancoșele pachetului de tole, pierderile în fier determină într-o măsură hotărîtoare sarcina admisibilă la funcționarea în RC a motoarelor cu RI. Relația (4) și curbele din figurile 2—6 evidențiază acest fenomen prin intermediul mărimii $\varkappa_I$.

La funcționarea în RC nu mai apar perioade de repaus în care pierderile sînt nule. Influența acestui fapt asupra încălzirii motorului și deci a sarcinii admisibile, este evidențiată în calcule prin DA_N.

Prin β_0 se evidențiază faptul că la funcționarea în RC, condițiile de răcire nu se mai înrăutățesc periodic, cum este cazul la funcționarea în RI.

3. O confirmare experimentală

3. 1. Valabilitatea și utilitatea practică a metodei de calcul prezentate în lucrarea de față au fost confirmate pe cale experimentală printr-un studiu [8] în care s-a folosit relația (4) pentru determinarea sarcinii admisibile în vederea verificării solicitării termice medii a unui motor asincron cu inele, construit pentru funcționarea în RI cu ventilație proprie, dar utilizat în regim continuu cu încărcare intermitentă (RCI) și cu ventilație exterioară.

În cadrul studiului amintit, verificarea solicitării termice a motorului s-a făcut atît direct, prin măsurarea temperaturii în diferitele puncte din interiorul motorului, folosind termocupluri și termorezistențe, cît și indirect, prin metoda curentului echivalent. Datele nominale interesante ale motorului, conform buletinului de încercări, sînt: $P_{NI} = 130$ kW la $DA_N = 60\%$; $I_{1NI} = 276$ A; $\varkappa_I = 0,547$; $\theta_{1NI} = 69°C$ — supratemperatura medie cvasistaționară a înfășurării statorice la funcționarea motorului în RI nominal. Pe baza unor date experimentale, s-a calculat [8]: $\beta_0 = 0,398$.

Diagrama de sarcină reală a motorului, determinată experimental [8], corespunde unui „RCI cu perioade de mers în gol" și se caracterizează prin:

— durata relativă de încărcare medie $DA_m = 61\%$;

— durata medie a unui ciclu de încărcare $t_{cm} = 40$ s;

— sarcina medie echivalentă din punctul de vedere al încălzirii motorului, reprezentată prin curentul echivalent statoric $I_{1e} = 259{,}4$ A, determinat din diagrama $I_1 = f(t)$ pentru un număr relativ mare de cicluri de încărcare.

Pe baza observației, că RCI reprezintă un caz particular al *RC*, s-a putut determina curentul de durată admisibil în regimul real, I_{1R}, prin două transformări succesive, prin care se evidențiază:

— trecerea de la RI nominal la RC pentru cazul ventilației proprii nominale;

— trecerea de la ventilația proprie la ventilația exterioară, pentru cazul funcționării în RC.

Din calculele amintite, aplicînd relația (4), s-a obținut $p_{MR} = I_{1R}/I_{1NI} = 0{,}972$.

Prin planimetrarea suprafeței de sub curba experimentală de variație a temperaturii de-a lungul bobinelor statorice, $\tau_1 = f(x)$, s-a obținut pentru supratemperatura medie cvasistaționară a înfășurării statorice valoarea $\theta_{1m} = 65{,}5$ °C.

3. 2. Confruntarea situației termice reale, date prin rezultatele măsurării temperaturii în diferite puncte din interiorul motorului, cu cea de calcul, evidențiată prin relația (4), a condus la cîteva constatări interesante pentru analiza de față și care confirmă valabilitatea ipotezelor făcute.

— La funcționarea în RCI dat, fierul dinților statorici se încălzește mai mult decît înfășurarea din ancoșe (cu 2—6°C) și de aceea schimbul de căldură dintre cele două părți componente principale ale statorului are sensul: fier dinți — cupru înfășurări, evacuarea căldurii făcîndu-se prin capetele de bobină puternic ventilate. Această situație se justifică prin aceea, că și în perioadele de mers în gol ale ciclurilor de încărcare, care reprezintă în medie 39% din durata de funcționare a motorului, pierderile în fierul statoric acționează cu întreaga lor valoare, determinînd o încălzire suplimentară, în special în porțiunea dinților. Motorul fiind destinat funcționării în RI, aceste pierderi suplimentare nu au fost luate în considerare la dimensionarea circuitului magnetic al statorului.

— Supratemperatura medie cvasistaționară a înfășurării statorice, θ_{1e}, determinată prin calcul pentru sarcina medie echivalentă din RCI real sub forma [8]:

$$\theta_{1e} = \theta_{1NI} \frac{\varkappa_I + \left(\frac{I_{1e}}{I_{1NI}}\right)^2}{\varkappa_I + p_{MR}^2} = 66{,}2°\text{C}, \qquad (7)$$

se abate de la cea experimentală reală, θ_{1m}, cu + 1,07%, ceea ce este în limitele practic admisibile și arată, că rezultatul calculelor cu relația (4) este acoperitor din punctul de vedere al încălzirii înfășurărilor și poate fi admis valabil.

În relația (7), dedusă pe baza proporționalității dintre supratemperaturile medii și pierderile totale din motor pentru două regimuri apropiate cu aceleași condiții de răcire, valoarea mărimilor θ_{1NI}, $\varkappa_I$, I_{1e} și I_{1NI} este dată experimental, iar expresia lui p_{MR} include relația (4).

3. 3. Prin studiul citat se confirmă experimental faptul, că la utilizarea în RC a unui motor electric construit pentru RI, trebuie să se recalculeze puterea admisibilă, chiar dacă este cazul unui RCI cu perioade de mers în gol, la care $DA_m = DA_N$.

4. Concluzii și recomandări

4. 1. Din punctul de vedere al încălzirii se impune o restricție la utilizarea în RC a motoarelor electrice construite pentru RI. Anumite motoare cu RI nu pot fi utilizate în RC, nici măcar în gol, deoarece s-ar depăși încălzirea admisibilă. Motoarele construite pentru RI pot fi exploatate în RC (dacă funcționarea în RC este posibilă) numai sub capacitatea lor din RI, deoarce în toate cazurile $p_M < 1$, respectiv $P_c < P_{NI}$. Ca urmare, utilizarea în RC a motoarelor cu RI este nerațională din punct de vedere tehnic și economic.

4. 2. Factorii de care trebuie să se țină seamă din punctul de vedere al încălzirii, atunci cînd se pune problema utilizării în RC a unor motoare construite pentru RI, sînt: DA_N, β_0 și $\varkappa_I$.

Avînd în vedere importanța practică deosebită pe care o are cunoașterea valorii mărimilor T_N, β_0 și $\varkappa_1$ pentru dimensionarea la încălzire a motoarelor electrice de acționare, se recomandă din nou [1] includerea acestor mărimi în lista datelor de catalog, cît mai curînd posibil.

4. 3. Condiția pentru alegerea și verificarea pe baza încălzirii a puterii motoarelor cu RI utilizate în RC este:

$$P_{NI} \geqq \frac{P_c}{p_M}, \text{ respectiv } I_{NI} \geqq \frac{I_c}{p_M}, \qquad (8)$$

unde p_M se determină cu ajutorul relației (4), sau a curbelor din figurile 3...6.

4. 4. La funcționarea în RC se comportă mai bine acele motoare cu RI, la care valoarea DA_N este mare și perechea de valori β_0, $\varkappa_I$ este mică. Pentru motoarele la care valoarea DA_N este mică și perechea de valori β_0, $\varkappa_I$ este mare, funcționarea în RC nu este admisă din cauza încălzirii excesive (figura 2).

Motoarele cu RI deschise și autoventilate se comportă termic mai bine, respectiv suportă o sarcină relativă mai mare în RC, decît motoarele cu RI închise, capsulate sau cu ventilație exterioară.

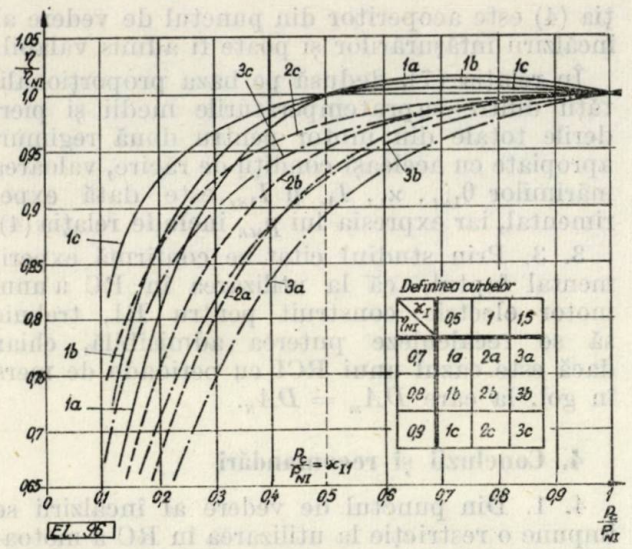


Fig. 7. Curbele de variaţie a randamentului $\frac{\eta}{\eta_{NI}} = f\left(\frac{P_C}{P_{NI}}\right)$, cu $\varkappa_I$ şi η_{NI} ca parametri.

Tabela 1

Analiza comparativă a randamentului η

Cazul considerat			Valoarea corespunzătoare a randamentului	Observaţii
Raportul pierderilor	Sarcina relativă admisibilă	Sarcina relativă reală		
$\varkappa_I < 1$	$\varkappa_I < p_M < 1$	$\frac{P_C}{P_{NI}} < \varkappa_I$	$\eta < \eta_{NI}$	— În afară de $\varkappa_1$, sarcina relativă admisibilă p_M mai depinde de DA_N şi β_0.
		$\frac{P_C}{P_{NI}} = \varkappa_I$	$\eta = \eta_{NI}$	
		$\varkappa_I < \frac{P_C}{P_{NI}} \leqq p_M$	$\eta > \eta_{NI}$	
	$p_M = \varkappa_I$	$\frac{P_C}{P_{NI}} < p_M$	$\eta < \eta_{NI}$	— Din punctul de vedere al randamentului sînt avantajoase valorile: $\varkappa_I \rightarrow$ mici $\eta_{NI} \rightarrow$ mari
		$\frac{P_C}{P_{NI}} = p_M$	$\eta = \eta_{NI}$	
	$p_M < \varkappa_I$	$\frac{P_C}{P_{NI}} \leqq p_M$	$\eta < \eta_{NI}$	
	$p'_M = \sqrt{\varkappa_I}$	$\frac{P_C}{P_{NI}} = p'_M$	$\eta = \eta_{max}$	
$\varkappa_I \leqq 1$	$p_M < 1$	$\frac{P_C}{P_{NI}} \leqq p_M$	$\eta < \eta_{NI}$	

Cu cît ponderea pierderilor în fier şi prin frecare (k) este mai mică în suma pierderilor totale $\Delta P_c = k + v_c$, cu atît mai bună este comportarea termică, respectiv cu atît mai mare este sarcina relativă admisibilă la funcţionarea în RC a motoarelor cu RI.

Motoarele cu RI cu un circuit magnetic slab dimensionat nu sînt indicate pentru utilizarea în RC.

4. 5. Metoda de calcul prezentată în lucrare conduce la rezultate acoperitoare din punctul de vedere al încălzirii înfăşurărilor, deoarece la funcţionarea în RC încălzirea motoarelor construite pentru RI este determinată în mod pronunţat de pierderile k, în afara izolaţiei sensibile din punctul de vedere termic. În cazul unei metode de calcul bazate pe încălzirea medie a motorului, acest fapt constituie un avantaj.

Rezultatele stabilite în lucrarea de faţă nu sînt aplicabile în cazul motoarelor cu caracteristică mecanică de tip serie.

4. 6. Importanţa mare care revine considerentului energetic la funcţionarea în RC, impune o analiză minuţioasă a modificării randamentului (η) motorului faţă de cazul funcţionării în RI nominal. Concluziile unei astfel de analize rezultă din figura 7 şi sînt concentrate în tabela 1 [9].

4. 7. Se apreciază, că lucrarea de faţă poate fi utilă tuturor celor care se ocupă cu proiectarea şi exploatarea de acţionări cu motoare electrice.

Bibliografie

[1] *Bartzer, S.* Beitrag zur Wahl und Nachrechnung von Elektromotoren, die für Aussetzbetrieb ausgelegt sind und im Kurzzeitbetrieb eingesetzt werden. In: Elektrie **24**, nr. 1, 1970, p. 19–21.

[2] *Braşovan, M.* Acţionări electromecanice. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1967.

[3] *Leonhard, A.* Elektrische Antriebe Stuttgart, Ferdinand Enke Verlag, 1959.

[4] STAS 1893–65. Maşini electrice rotative. Condiţii generale.

[5] *Andreev, V. P.* şi *Sabinin, Iu. A.* Osnovi elektroprivoda. Moscova — Leningrad, Gosenergoizdat, 1963.

[6] VEM-Handbuch. Die Technik der elektrischen Antriebe. Berlin, Grundlagen. VEB Verlag Technik, 1963.

[7] *Philippow, E.* Taschenbuch Elektrotechnik. Vol. **2**. Starkstromtechnik. Berlin, VEB Verlag Technik, 1965.

[8] *Bartzer, S.* Studiu privind solicitarea termică a motorului de acţionare a mecanismului de excavare-ridicare al unui excavator. Lucrarea face parte din documentaţia nr. 2017/5.X.1970 întocmită la Catedra de Utilizările energiei electrice de la Facultatea de electrotehnică din Timişoara.

[9] *Bartzer, S.* Asupra randamentului motoarelor electrice utilizate în alte regimuri decît cel nominal. În: Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului politehnic Timişoara, Serie nouă, Tom. **14**, (28), fasc. 1, ianuarie-iunie 1969.

Intrat în redacţie la 29. X. 1970.

Un nou lac de impregnare pentru industria electrotehnică și a construcțiilor de mașini

ROZALIA KEMENY și GABRIELA NIȚESCU * — București

CZ 621.315.616.96 : 620.197.7

Produsul uzinei „Policolor" denumit lac Supervoltatex Seria 5281 Ex a fost apreciat prin încercări de laborator ca un lac de impregnare cu calități superioare față de cel folosit pînă în prezent — lacul oleogliptalic modificat cu melamină, C—51M (fost A.L.M.).

În lucrarea prezentă se arată încercările efectuate și rezultatele obținute, în scopul înlocuirii lacului de impregnare din import, de la firma Schweizerische Isola-Werke Breitenbach, tip SIB 199. Lacul din import este preparat din rășină fenolică cu adaus de uleiuri sicative și se recomandă pentru impregnarea bobinajelor statice, tratarea suprafețelor, protecția materialelor electroizolante împotriva influențelor exterioare (umezeală, apă sărată, substanțe corosive). Firma producătoare îl garantează pentru clasa termică *E* și *B*.

Lacul de impregnare indigen este recomandat în același scop, atît pentru produse folosite în înaltă tensiune, cît și pentru produse care funcționează în climă tropicală. Rezistența la căldură este limitată la clasa *B*.

În tabela 1, se prezintă caracteristicile de bază ale acestor lacuri, în stare de livrare, determinate la I.C.P.E.

Tabela 1

Caracteristicile comparative ale lacurilor de impregnare, la livrare

Proprietatea	Unități de măsură	Lac SIB 199	Lac Supervoltatex 5281
Greutatea specifică	g/cm³	0,912	0,945
Viscozitatea la 20°C, Ford-4	s	76	90
Substanțe nevolatile	%	51	48
Capacitatea la cimentare	kgf	31	36
Uscarea în strat subțire : — grad de uscare 2 la 130°C ;	minute	60	45
— grad de uscare 3 la 130°C	minute	120	90
Uscare la profunzime	ore	10	6
Uscare cu lampa infraroșu *	ore	—	2

* S-a lucrat cu lampa infraroșu 250 W la distanță de 12 cm.

* *R. Kemeny* este cercetător principal la I. C. P. E. Secția Cercetarea calității produselor electrotehnice, iar *G. Nițescu* — inginer principal la Uzina de mașini Electrice București, — Serviciul Laboratoare uzinale.

Din aceste date rezultă că uscarea lacului de impregnare indigen este mai rapidă și capacitatea de cimentare este superioară. Caracteristicile electrice, comportarea în mediu cald-umed și la temperatură ridicată au fost verificate prin două metode, aplicînd lacul pe folie de cupru și prin impregnarea unor bobine rectangulare.

În tabela 2 sînt indicate caracteristicile determinate pe pelicula de lac, uscate 6 ore la 130°C.

Tabela 2

Proprietățile peliculelor obținute din lacurile de impregnare*

Caracteristicile peliculei	Unități de măsură	Lac SIB 199	Lac Supervoltatex 5281
Flexibilitatea la 20°C	Ø dorn, mm	3, 2, 1	3, 2, 1
Stabilitatea termică 160°C	ore	6	7
Absorbție de apă	%	0,3	0,8
Duritatea peliculei	scara creion	3 H	3 H
Rigiditatea dielectrică — în condiții normale	kV/mm	63	67
— după acțiunea umidității		60	59
— la temperatura 135°C		33	35
Stabilitatea la agenți chimici ** — acid sulfuric 25%	kV/mm	—	—
— amoniac 25%		45	66
		53	56
Rezistivitatea de volum	Ωcm	3.10^{16}	4.10^{16}
Tg δ	—	0,005	0,004
ε	—	3	2

* Grosimea peliculei de lac SIB 199 este de 0,065 mm ; Supervoltatex 5281 de 0,07 mm.
** După 7 zile imersionare (la temperatura camerei), s-a verificat rigiditatea dielectrică.

Metodele de lucru sînt cele indicate în STAS 7543-66 și parțial în DIN 46456/2.

Comportarea la umiditate

Bobinele rectangulare, executate după indicațiile VDE 0361 din 2 sîrme paralele tip. ET∅1 mm, au fost impregnate de două și trei ori în lacurile cercetate, uscarea efectuîndu-se timp

de 6 ore pentru lac Supervoltatex și 12 ore pentru lac SIB 199, la 130°C.

Bobinele au fost condiționate în mediu cald-umed standard (STAS 6765-63), măsurîndu-se rezistența de izolație între spire, precum și tensiunea de străpungere, inițial și după diferite intervale de condiționare.

În Tabela 3, sînt date rezultatele obținute la aceste încercări. Se constată că rezistența

Tabela 3

Nr. varian-tei	Para-metru	Durata în mediu cald-umed (cicluri)				Durata în apă (zile)	
		0	14	21	56	1	3
I	R	3.11	2.10	2.10	3.10	1.8	6.7
	U_s tr	2470	2400	1320	1950	—	—
II	R	2.11	1.10	2.10	2.10	8.8	5.8
	U_s tr	2400	2000	2030	1800	—	—
III	R	2.11	2.10	2.10	1.10	4.7	1.7
	U_s tr	2970	1450	1750	1800	—	—
IV	R	2.11	3.10	1.9	1.10	5.8	3.8
	U_s tr	2500	2200	1500	1200	—	—

R este rezistența de izolație, care se va citi astfel : 3.11 = 3.10^{11} ohmi
U_{str} — tensiune de străpungere
Variantele I — Impregnare 2 ori în Supervoltatex;
II — Impregnare 3 ori în Supervoltatex;
III — Impregnare 2 ori în SIB 199;
IV — Impregnare de 3 ori în SIB-199.

de izolație variază cu un ordin de mărime în jurul valorii 1.10 ohmi, iar tensiunea de străpungere nu scade cu mai mult de 50% în timpul condiționărilor.

Paralel cu condiționările în mediu cald-umed, un alt set de bobine a fost imersionat în apă pînă la jumătatea înălțimii și după o zi respectiv 3 zile de condiționare, s-a determinat rezistența de izolație, care s-a indicat în tabela 3.

Din experiența încercărilor efectuate la I.C.P.E. a reieșit ceea ce de altfel este indicat și în VDE, că valoarea limită a rezistenței de izolație determinată pe bobină, după condiționare în apă 3 zile, trebuie să fie de cel puțin 50 M ohmi pentru a putea fi folosit la execuție TH : după acest criteriu de apreciere, lacul indigen corespunde.

Din încercările comparative se constată că lacul indigen prezintă o comportare similară cu cel din import sau din unele puncte de vedere este chiar superior, de exemplu, după condiționare în apă 3 zile. Prin creșterea numărului de impregnări, rezistența la apă se îmbunătățește, însă evaporarea umidității se îngreunează.

Comportare la temperatură

Efectul temperaturii se poate trata prin două aspecte : efectul fizic, cînd are loc o schimbare reversibilă și efectul chimic, cînd are loc o schimbare ireversibilă.

În prima categorie se pot încadra :
— variații ale rezistenței de izolație;
— variații ale factorului de pierderi;
— variații ale tensiunii de străpungere la o temperatură definită,

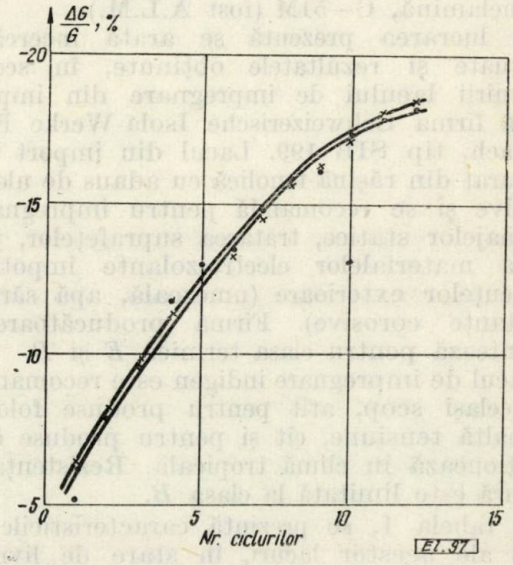


Diagrama 1. Scăderea greutății în funcție de durata îmbătrînirii la 160° C;
supervoltatex; X SIB 199

proprietăți caracteristice unui lac, dar care nu prezintă mare importanță față de celelalte schimbări, cauzate de procesele chimice ireversibile. Ceea ce interesează pe proiectanții și constructorii de mașini electrice, este comportarea la temperatură în timp — încadrarea în clasa de izolație termică ceea ce aparține acestei din urmă categorii. Referitor la metodele de cercetare în scopul încadrării unui lac electroizolant într-o clasă oarecare sînt mai multe recomandări. Principiul comun este : condiționarea materialului la 3 temperaturi diferite, cu durată indicată, verificînd periodic unele caracteristici sensibile la îmbătrînire. Obiectul de încercat, forma lui și parametrii cercetați sînt foarte diferiți [2], [3], [4].

În aprecierea comparativă a comportării la temperatură a lacurilor electroizolante, s-a ales varianta următoare :
— epruveta : pelicula de lac pe folie de cupru;
— condiționare : la temperatura de 160°C;
— parametrii urmăriți : pierderea în greutate, tensiunea de străpungere, rezistivitatea de volum, tangenta unghiului de pierderi dielectrice, ε constanta dielectrică, formarea fisurilor;

Tabela 4

Variaţia proprietăţilor lacurilor de impregnare în timpul îmbătrînirii la 160°C

		Numărul ciclurilor												
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
ρ_V*,	S.V	3.16	3.16	3.16	3.15	1.15	5.16	3.16	3.15	1,15	3.16	1.16	4.16	9.13
Ω · cm	SIB	4.16	2.16	3.16	3.16	1.15	4.16	3.16	9.15	6.15	9.15	1.16	6.15	4.15
U_{STR}	S.V.	5000	4300	4600	4600	5200	3900	3800	—	—	—	—	—	4500
Volţi	SIB	4150	3770	3500	4070	3308	3920	2660	—	—	—	—	—	3740
Fisuri	S.V.	Nu	Nu	Nu	Nu	Nu	Nu	Nu	Nu	Nu	Nu	Nu	Nu	Nu
	SIB	Nu	Nu	Nu	Nu	Nu	Nu	Nu	Nu	Nu	Nu	Nu	Nu	Nu

S.V. = lac de impregnare Supervoltatex (indigen)
S.I.B. = Lac de impregnare SIB-199 (import).
*ρ_V — indică rezistivitatea de volum, citind astfel : 3.16 = 3.10^{16}.

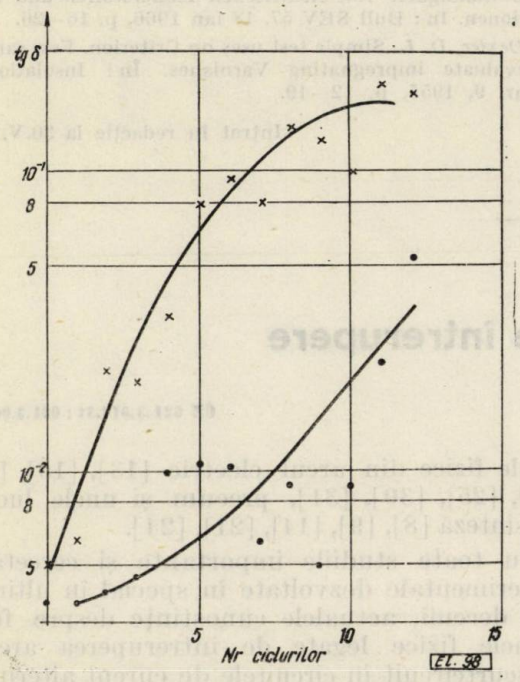


Diagrama 2. Variaţia tangentei unghiului de pierderi dielectrice în funcţie de durata îmbătrînirii la 160°C : supervoltatex; X SIB 199

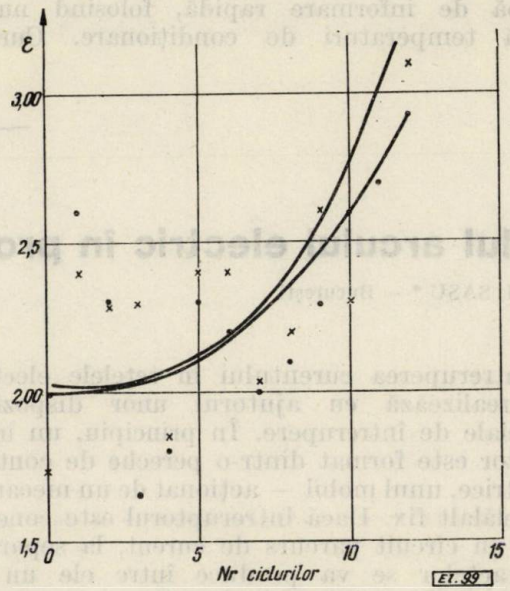


Diagrama 3. Variaţia constantei dielectrice în funcţie de durata îmbătrînirii la 160° C ; supervoltatex : X SIB 199

— criteriu de apreciere : pierderea în greutate (30%), formarea fisurilor (12 cicluri), tensiunea de străpungere (25%).

Pentru ceilalţi parametri nu s-a impus în prealabil nici un criteriu.

Un ciclu se compune din 83 ore condiţionate în etuvă cu ventilaţie forţată, la temperatura indicată urmat de o pauză de 3 zile în care s-au efectuat măsurătorile respective (identic cu prescripţiile DIN 46456 Blatt 1). Durata îmbătrînirilor artificiale s-a calculat în ore.

Unii dintre parametrii propuşi pentru urmărirea schimbărilor, prezentaţi în tabela 4, s-au dovedit inutilizabili la evaluare [1]. Astfel, tensiunea de străpungere arată valori între 1000—5500 V în tot timpul îmbătrînirilor, fără a arăta o frecvenţă în jurul unei valori. Apariţia fisurilor nu s-a constatat în perioada de 12 cicluri. Nici rezistivitatea de volum nu arată o variaţie constantă, din care să se poată deduce o relaţie evidentă.

Măsurările efectuate asupra tangentei unghiului de pierderi dielectrice şi a constantei dielectrice care sînt prezentate grafic pe diagramele 2 respectiv 3, se caracterizează prin dispersii foarte mari datorate, pe de o parte, neuniformităţii de grosime a peliculelor de lacuri impuse determinărilor, iar pe de altă parte, preciziei

reduse de măsurare a grosimilor acestor pelicule. Aplicarea unor metode matematice (metoda mediilor, combinată cu metoda aproximațiilor succesive [1]) a condus la trasarea unor caracteristici de variație a acestor doi parametri care nu permit însă a se trage concluzii privind comportarea lacurilor studiate, date fiind abaterile mari ale rezultatelor experimentale față de curbele obținute. De aceea, diagramele 2 și 3 nu prezintă decît un caracter orientativ.

Este demn de remarcat însă faptul că valorile obținute pentru tg δ a lacului Supervoltatex sînt în mod sensibil mai mici și rămîn mai mici în tot timpul condiționării termice față de valorile obținute pentru SIB 199.

Cel mai valoros parametru în determinarea comportării la efectul căldurii este *pierderea în greutate*. Așa cum rezultă din diagrama 1 acest parametru reflectă bine modificarea materialului supus la o temperatură ridicată în timp mai îndelungat. Avînd în vedere calculul foarte simplu și rezultatele reproductibile, acesta se recomandă pentru încercări de viitor, ca o probă de informare rapidă, folosind numai două temperaturi de condiționare. Curbele arată aproape o suprapunere, ceea ce arată că reacțiile care au loc au aceleași constante de descompunere, valabile și la un timp îndelungat.

Astfel, înlocuirea lacului din import se poate realiza cu acest produs.

Se menționează că în cadrul Uzinei de Mașini Electrice, Serv. Laboratoare-Uzinale, se experimentează, conform planului de cercetare tehnico-științifică, lacul Supervoltatex seria 5281 în vederea folosirii pentru impregnarea bobinajelor destinate a lucra în diverse medii.

Bibliografie

[1] *Worthing, A. G.* și *Geffner, J.* Prelucrarea datelor experimentale, București, Editura Tehnică, 1959, p. 62—86.

[2] * * * Guide for the preparation of test procedures for evaluating the thermal endurance of electrical insulating materials. Publicația CEI 216.

[3] *Michel, K.* Prüfung und Beurteilung der termischer Bestandigkeit von elektrischen Isolierstoffen und Isolationen. In: Bull SEV 57. 18 ian 1966, p. 16—26.

[4] *Dexter, D. L.* Simple test uses on Criterion. Few samples evaluate impregnating Varnishes. În: Insulation 1, nr. 9, 1955, p. 12—19.

Intrat în redacție la 30.V.1970.

Rolul arcului electric în procesul de întrerupere

MIMI SASU * — București

CZ 621.3.014.31 : 621.3.064.2

Întreruperea curentului în rețelele electrice se realizează cu ajutorul unor dispozitive speciale de întrerupere. În principiu, un întreruptor este format dintr-o pereche de contacte electrice, unul mobil — acționat de un mecanism și celălalt fix. Dacă întreruptorul este conectat într-un circuit parcurs de curent, la separarea contactelor se va produce între ele un arc electric. Fiind un gaz ionizat la o temperatură înaltă, arcul se comportă ca un conductor permițînd trecerea în continuare a curentului. Din această cauză, întreruperea curentului într-o rețea electrică implică controlul și stingerea arcului electric care se produce în întreruptoarele de protecție.

Sub aspect fizic, procesul de întrerupere a curentului este un proces al schimbării plasmei conductoare a arcului într-un gaz izolant. În general, fenomenele implicate de trecerea gazului din starea de izolant în aceea de conductor și reciproc sînt extrem de complicate și ele s-au bucurat de o mare atenție din partea specialiștilor. Pot fi menționate o serie de lucrări de cercetare fundamentală privind procesele fizice din arcul electric [13], [15], [16], [17], [25], [30], [31], precum și unele lucrări de sinteză [8], [9], [14], [21], [24].

Cu toate studiile importante și cercetările experimentale dezvoltate în special în ultimele trei decenii, actualele cunoștințe despre fenomenele fizice legate de întreruperea arcului de scurtcircuit în circuitele de curent alternativ nu sînt încă suficiente pentru a permite proiectarea completă a unui întreruptor [5], [11], [12]. S-a reușit totuși să se clarifice importanța fenomenelor care se dezvoltă în vecinătatea trecerii prin zero a curentului unde, pentru multe tipuri de întreruptoare, se decide asupra reușitei unei întreruperi. Un pas important în construcția întreruptoarelor s-a făcut prin stabilirea ecuației arcului electric de către Cassie [6] și Mayr [26].

Arcul electric reprezintă un element comun tuturor întreruptoarelor. Deoarece înțelegerea proceselor fizice de întrerupere este condiționată în primul rînd de o bună cunoaștere a fizicii arcului, autorul a încercat într-o altă lucrare să sintetizeze aspectele mai importante legate de natura fizică și proprietățile arcului electric [36].

* Ing. *Mimi Sasu* este cercetător științific principal în Laboratorul de calcul electronic din I. C. P. E., București.

În lucrarea de față accentul se pune pe rolul jucat de arcul electric în procesul de întrerupere a circuitelor de curent continuu și curent alternativ. Lucrarea debutează cu prezentarea caracteristicilor statice și dinamice ale arcului întrucît ambele sînt implicate în procesul de întrerupere. În continuare, se tratează problema întreruperii arcurilor de curent continuu și curent alternativ, analizîndu-se îndeaproape fenomenele care apar în vecinătatea trecerii prin zero a curentului de arc. Deoarece în anumite condiții întreruperea circuitului poate fi nereușită, se arată cele mai importante moduri în care se produce reamorsarea unui arc electric. În sfîrșit, dată fiind influența reciprocă dintre arc și rețeaua electrică, în ultima parte a lucrării se prezintă succint cazurile tipice de întrerupere ale unui circuit.

1. Caracteristicile arcului electric

Variația căderii de tensiune în coloana arcului în funcție de curentul prin arc reprezintă una dintre caracteristicile cele mai importante ale arcului.

Dacă curentul variază atît de lent încît fiecărei valori a acestuia îi corespunde o situație staționară atît a parametrilor fizici cît și a celor geometrici ai arcului, dependența dintre căderea de tensiune în arc și intensitatea curentului $u = f(i)$ reprezintă așa-numita caracteristică voltamper statică a cărei alură e prezentată în figura 1. În general caracteristica statică

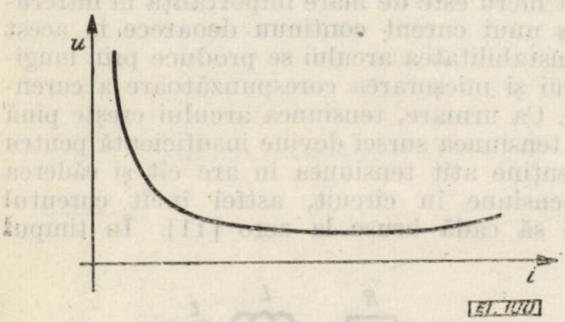


Fig. 1. Caracteristica statică a arcului electric.

a arcului este căzătoare, adică tensiunea scade pe măsură ce crește curentul. Această particularitate a arcului de curent continuu e condiționată de procesele de ionizare și deionizare din spațiul de arc.

Experimental se constată totuși o mare variație a caracteristicilor arcului. Ele se clasifică adesea în caracteristici pozitive, nule sau negative, după cum derivata du/di este pozitivă, egală cu zero sau negativă [8]. Astfel, la curenți mici tensiunea scade cu creșterea curentului (caracteristică negativă), în timp ce la curenți mari tensiunea tinde să crească încet (caracteristică pozitivă) [9].

Dacă curentul care trece prin arc variază în timp, nu se ajunge la o situație staționară și căderea de tensiune în arc diferă de valoarea dată de caracteristica statică [2], [35], [39]. Ca urmare a inerției termice și a inerției cu care variază diametrul coloanei arcului, conductivitatea și tensiunea arcului vor fi determinate de o valoare premergătoare a curentului. De aceea, cînd curentul crește, tensiunea va fi mai mare decît în situația stabilizată, dar va fi mai mică atunci cînd curentul se micșorează.

La frecvență industrială variația curentului prin arc are loc suficient de rapid și inerția proceselor din coloana arcului are un rol însemnat. La alimentarea arcului electric de la o sursă de curent alternativ, curentul fiind stabilizat printr-o inductanță în serie cu arcul, se obțin oscilograme de tipul celor din figura 2. Dacă tensiunea sursei este mult mai mare decît tensiunea arcului, curentul prin arc se menține sinusoidal. În ceea ce privește căderea de tensiune în arc, aceasta prezintă un vîrf de aprindere U_a și un vîrf de stingere U_s, mai mic. Explicația acestui fapt este următoarea: arcul de curent alternativ se stinge și se reaprinde după fiecare semiperioadă. Tensiunea necesară reaprinderii arcului, echivalentă cu tensiunea de aprindere U_a este mai mare decît tensiunea U_s la care arcul s-a stins deoarece în perioada trecerii curentului prin zero are loc o deionizare intensă a coloanei arcului, ceea ce conduce la o scădere rapidă a conductivității lui [1].

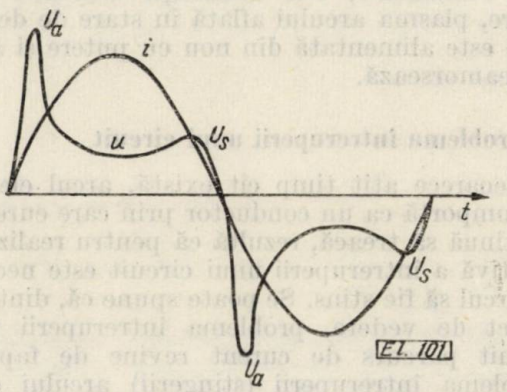


Fig. 2. Variația în timp a curentului și tensiunii unui arc de curent alternativ:
U_a – tensiunea de aprindere; U_s – tensiunea de stingere.

Eliminînd timpul, din figura 2, se obține caracteristica dinamică a arcului electric, prezentată în figura 3. Ea se deosebește esențial de caracteristica staționară indicată punctat în aceeași diagramă. Astfel se poate observa existența unei bucle de histerezis, lățimea buclei fiind un indice al inerției arcului electric [37]. Pe măsură ce frecvența crește caracteristica dinamică diferă tot mai mult de caracteristica statică.

Fenomenul de inerţie al arcului se datoreşte faptului că conductivitatea sa electrică depinde de temperatură şi aceasta nu se poate modifica oricît de rapid. Este necesar să treacă un timp

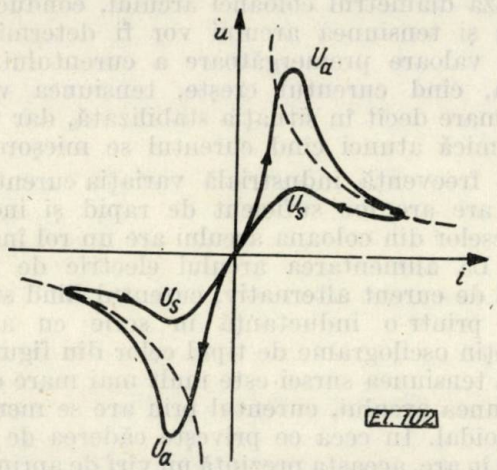


Fig. 3. Caracteristica dinamică a arcului electric.

oarecare pînă cînd după o variaţie a curentului să se poată stabili un nou regim staţionar în coloana arcului [1], [37]. Pentru a produce cu ajutorul curentului alternativ un arc electric care se reaprinde la fiecare semiperioadă este necesar ca la trecerea curentului prin zero conductivitatea arcului să păstreze o anumită valoare reziduală. Datorită acestei conductivităţi remanente, sub influenţa tensiunii care apare, plasma arcului aflată în stare de deionizare este alimentată din nou cu putere şi arcul se reamorsează.

2. Problema întreruperii unui circuit

Deoarece atît timp cît există, arcul electric se comportă ca un conductor prin care curentul continuă să treacă, rezultă că pentru realizarea efectivă a întreruperii unui circuit este necesar ca arcul să fie stins. Se poate spune că, dintr-un punct de vedere, problema întreruperii unui circuit parcurs de curent revine de fapt la problema întreruperii (stingerii) arcului electric care însoţeşte întotdeauna procesul de întrerupere.

Sub aspect fizic, condiţia generală de stingere a unui arc electric este ca numărul purtătorilor de sarcină produşi prin ionizare termică să fie continuu mai mic decît al celor care dispar prin recombinări şi neutralizări [1]. Altfel spus, arcul electric se poate stinge numai în cazul în care viteza procesului de deionizare a spaţiului de arc este mai mare decît viteza procesului de ionizare. Dacă parametrii circuitului sînt constanţi, micşorarea numărului de particule ionizate, respectiv micşorarea conductivităţii plasmei produce o creştere a rezistenţei arcului şi deci o micşorare a curentului din arc. Datorită acestui fapt arcul devine instabil şi în anumite condiţii se poate obţine stingerea lui. Condiţia de stingere se poate formula şi energetic în sensul că puterea dezvoltată în arc trebuie să fie mai mică decît puterea disipată.

Pentru a putea înţelege rolul arcului electric în procesul de întrerupere este necesar să se considere fenomenele fizice esenţiale care apar la întreruperea unui circuit. Astfel, trebuie să se facă o distincţie între întreruperea circuitelor de curent continuu şi a celor de curent alternativ deoarece există o diferenţă fundamentală între ele.

2.1. Întreruperea arcului de curent continuu

Faptul că într-un sistem de curent alternativ curentul îşi schimbă sensul la fiecare semiperioadă uşurează deosebit de mult condiţiile de stingere ale arcului. În vecinătatea trecerii curentului prin zero energia furnizată arcului de către reţea este foarte mică. În această perioadă există posibilitatea îndepărtării energiei în exces a arcului în scopul de a răci gazul şi a-l transforma în izolant.

În sistemele de curent continuu nu există un zero natural al curentului. De aceea, pentru a întrerupe un circuit de curent continuu este necesar ca întreruptorul să creeze un zero al curentului, de exemplu asigurînd o tensiune în arc mai mare decît tensiunea sursei şi forţînd astfel curentul la zero [24]. Într-adevăr, după cum s-a arătat mai înainte, la curenţi mici arcul electric prezintă o caracteristică negativă. Acest lucru este de mare importanţă în întreruperea unui curent continuu deoarece în acest caz instabilitatea arcului se produce prin lungirea lui şi micşorarea corespunzătoare a curentului. Ca urmare, tensiunea arcului creşte pînă cînd tensiunea sursei devine insuficientă pentru a menţine atît tensiunea în arc cît şi căderea de tensiune în circuit, astfel încît curentul tinde să cadă brusc la zero [11]. În timpul

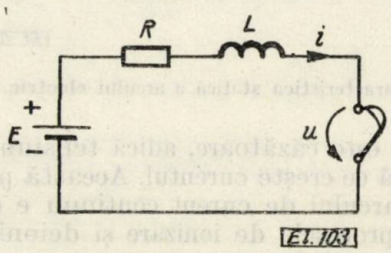


Fig. 4. Schema de întrerupere a unui circuit de curent continuu.

acestei perioade de curent zero, arcul este instabil şi există condiţii pentru întreruperea lui.

În vederea determinării condiţiilor de ardere stabilă şi nestabilă ale arcului de curent continuu, în figura 4 s-a reprezentat un circuit de curent continuu în care se produce un arc electric, iar în figura 5 — caracteristica arcului.

Pentru circuitul din figura 4 se pot scrie următoarele ecuații :

— în regim static

$$Ri + u(i) = E; \tag{1}$$

— în regim dinamic (la variații de curent)

$$Ri + L\frac{di}{dt} + u(i) = E, \tag{2}$$

sau

$$L\frac{di}{dt} = (E - Ri) - u(i). \tag{3}$$

Curba *1* din figura 5 reprezintă caracteristica arcului $u = f(i)$, iar dreapta 2 reprezintă diferența $(E - Ri)$. După cum se vede, căderea de tensiune inductivă $L\frac{di}{dt}$ poate fi pozitivă, negativă sau egală cu zero. Arcul poate fi stins sigur numai cînd curentul i scade, adică pentru $\frac{di}{dt} < 0$. Pentru ca această condiție să fie îndeplinită este necesar ca :

$$u(i) > (E - Ri), \tag{4}$$

ceea ce are loc pentru :

$$i < i_1; \qquad i > i_2. \tag{5}$$

Se poate arăta însă cu ușurință că numai punctul P_2 corespunde unei arderi stabile a arcului, în timp ce punctul P_1 corespunde unei arderi instabile. Rezultă deci că pentru a asigura condițiile de stingere a arcului este necesar ca inegalitatea (4) să aibă loc pentru curenți

$$i < i_1. \tag{6}$$

Evident că pentru a obține o stingere ușoară a arcului de curent continuu caracteristica sa

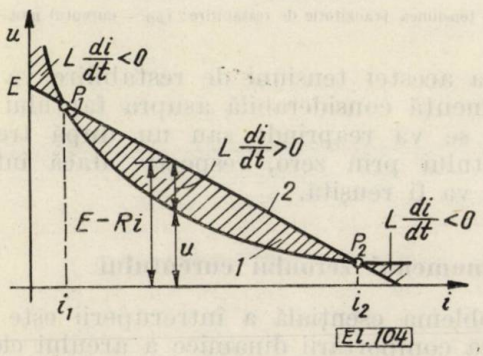


Fig. 5. Condițiile de ardere stabilă și nestabilă ale arcului.

trebuie să fie situată deasupra dreptei de rezistență a circuitului, ca în figura 6. În acest caz căderea de tensiune inductivă $L\frac{di}{dt}$ este negativă pentru toată gama de curenți și arcul se stinge în mod sigur.

Relația (3) se mai poate scrie sub forma :

$$-L\frac{di}{dt} = Ri + u(i) - E. \tag{7}$$

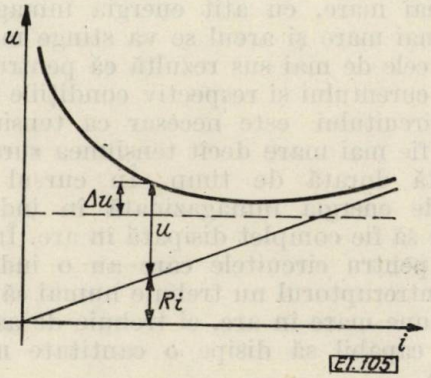


Fig. 6. Condiția necesară și suficientă pentru stingerea arcului.

Dacă se notează :

$$Ri + u(i) - E = \Delta u \tag{8}$$

rezultă :

$$\Delta u = -L\frac{di}{dt}. \tag{9}$$

Condiția necesară și suficientă pentru stingerea arcului este ca așa-numita tensiune de reducere Δu să fie în permanență pozitivă, ceea ce revine la faptul că tensiunea necesară întreținerii arcului trebuie să fie mare [19].

Evident că întreruperea unui circuit trebuie să se producă într-un timp cît mai scurt. Dar cu cît curentul tinde mai rapid către zero, cu atît tensiunea la bornele întreruptorului devine mai mare. Această supratensiune de comutare, caracteristică întreruperii curentului continuu și care nu trebuie să depășească o anumită valoare admisă de izolația circuitului, produce transferul de energie de la inductanță la întreruptor [33].

Caracterul procesului de stingere al arcului depinde în mare măsură de energia produsă în arc. Pentru a se determina această energie se consideră relația (2) scrisă sub forma :

$$u(i) = E - Ri - L\frac{di}{dt}. \tag{10}$$

Dacă se înmulțesc ambele părți ale acestei ecuații cu $i\,dt$ și se integrează de la 0 la t și respectiv, de la i la 0, se obține :

$$\int_0^t u\,i\,dt = \int_0^t E\,i\,dt - \int_0^t R\,i^2\,dt - \int_i^0 L\,i\,di. \tag{11}$$

Energia arcului de curent continuu va fi deci :

$$W = \int_0^t u\,i\,dt = \frac{L\,i^2}{2} + \int_0^t (E - Ri)i\,dt. \tag{12}$$

După cum se vede, în arc se consumă întreaga energie magnetică acumulată în circuit în momentul inițial al întreruperii, precum și energia pe care o dă sursa de alimentare din care se scad pierderile ohmice. Cu cît inductanța L este mai mare, cu atît energia înmagazinată va fi mai mare și arcul se va stinge mai greu.

Din cele de mai sus rezultă că pentru a crea zeroul curentului și respectiv condițiile întreruperii circuitului este necesar ca tensiunea în arc să fie mai mare decît tensiunea sursei pe o anumită durată de timp. În cursul acestei perioade energia înmagazinată în inductanță trebuie să fie complet disipată în arc. În consecință, pentru circuitele care au o inductanță mare întreruptorul nu trebuie numai să asigure o tensiune mare în arc, ci trebuie de asemenea să fie capabil să disipe o cantitate mare de energie.

2.2. Întreruperea arcului de curent alternativ

În cazul alimentării arcului în curent alternativ fiecărei treceri prin zero a curentului îi corespunde o stingere a arcului electric. Acesta se poate reaprinde din nou numai dacă în circuit apare o tensiune egală cu tensiunea de aprindere. De aceea, spre deosebire de întreruptoarele de curent continuu care trebuie să stingă un arc continuu, întreruptoarele de curent alternativ trebuie numai să împiedice ca acesta să se reaprindă după trecerea curentului prin zero.

În mod normal un întreruptor este construit pentru a întrerupe orice circuit electric în care curentul poate avea valori de la zero pînă la valoarea maximă. Totuși, în principal întreruptorul este de natură protectivă, el trebuind să fie capabil să întrerupă curenții cei mai mari care pot apare în circuit. Cele mai puternice solicitări ale întreruptoarelor de curent alternativ apar în instalațiile de înaltă tensiune, în cazul scurtcircuitelor.

Schema simplificată a întreruperii unui circuit de curent alternativ e reprezentată în figura 7, în care s-a considerat și capacitatea sursei față de pămînt. Deoarece impedanța care limitează curentul în circuit este în cea mai mare măsură reactivă, curentul i este defazat cu 90^0 în urma tensiunii sursei u_s, ca în figura 8 — unde s-a reprezentat și variația căderii de tensiune în arc u.

În timpul celei mai mari părți a fiecărei semiperioade tensiunea în arc este mult mai mică decît tensiunea de alimentare a circuitului și capacitatea C în paralel cu arcul este practic scurtcircuitată. Creșterea tensiunii arcului pînă la vîrful de stingere determină încărcarea capacității C; după tensiunea de stingere și pînă la zeroul curentului capacitatea C se descarcă înapoind arcului energia acumulată anterior [32]. Energia care se transformă în căldură în timpul trecerii curentului este parțial acumulată în arc datorită capacității sale termice și parțial disipată de coloana arcului sub formă de pierderi de căldură [6], [7], [26], [27].

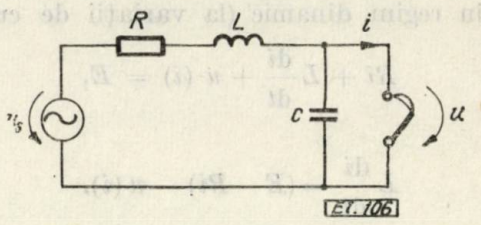


Fig. 7. Schema de întrerupere a unui circuit de curent alternativ.

Dacă după un număr oarecare de semiperioade în care arcul s-a menținut se creează condițiile stingerii definitive a arcului, în locul căderii de tensiune în arc la bornele întreruptorului va apare tensiunea sursei. Ea nu apare însă instantaneu ci sub forma unei tensiuni tranzitorii de restabilire, ca în figura 8, a cărei alură depinde de parametrii circuitului [8].

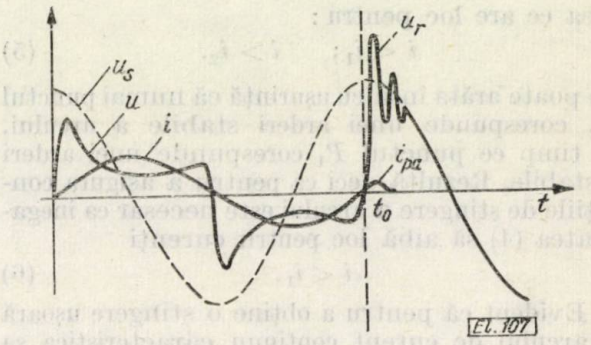


Fig. 8. Variația curentului și tensiunii în arc la întreruperea unui scurtcircuit inductiv:
u_r — tensiunea tranzitorie de restabilire; i_{pa} — curentul post-arc.

Forma acestei tensiuni de restabilire va avea o influență considerabilă asupra faptului dacă arcul se va reaprinde sau nu după trecerea curentului prin zero, respectiv dacă întreruperea va fi reușită.

3. Fenomenul zeroului curentului

Problema esențială a întreruperii este înțelegerea comportării dinamice a arcului electric atunci cînd curentul se micșorează fie artificial, fie prin utilizarea unui curent alternativ și determinarea proprietăților arcului în scurta perioadă de timp lîngă zeroul curentului. Astfel, studiul procesului de stingere a unui arc electric revine la cercetarea condițiilor de nereamorsare a arcului după trecerea prin zero a curentului și corespunzător, la studiul mecanismelor posibile de reamorsare.

Prima încercare de analiză a regenerării spațiului de arc a fost făcută de Slepian în jurul anului 1927 [38]. El a presupus că regenerarea intervalului de întrerupere se produce mai mult sau mai puțin uniform de-a lungul întregii lungimi a coloanei arcului prin diferite procese cum ar fi recombinarea sarcinilor. Conform conceptului lui Slepian, între restabilirea rigidității dielectrice a spațiului de întrerupere și tensiunea de restabilire are loc o „cursă" al cărei rezultat determină stingerea sau reaprinderea arcului respectiv condițiile de întrerupere. Dacă după trecerea curentului prin zero curba rigidității dielectrice crește în așa măsură încît rămîne tot timpul mai mare decît tensiunea tranzitorie de restabilire, după cum se vede în figura 9, atunci arcul nu se mai reaprinde și circuitul se întrerupe [8]. Dacă însă tensiunea de restabilire devine la un moment dat mai mare decît rigiditatea dielectrică, arcul se reaprinde. Rezultă deci că pentru o stingere eficace a arcului de curent alternativ este necesar ca după trecerea prin zero a curentului rigiditatea dielectrică a spațiului de întrerupere, care crește datorită deionizării și răcirii, să rămînă mereu superioară tensiunii tranzitorii de restabilire.

Condiția de stingere a arcului expusă mai sus pare foarte simplă. Dificultățile apar însă imediat ce se încearcă să se stabilească curba rigidității dielectrice deoarece în general nu există o curbă unică de acest fel. De fapt, după trecerea curentului prin zero spațiul de arc nu poate fi considerat ca fiind un dielectric cu o rigiditate dielectrică dată, întrucît el poate avea o conductivitate remanentă importantă. Datorită acesteia, sub influența tensiunii de restabilire apare un curent de sens contrar numit curent rezidual sau curent post-arc, reprezentat în figura 8.

Experimental s-a constatat că existența curentului post-arc nu produce în mod neapărat reaprinderea arcului, ceea ce a condus la ideea existenței unui bilanț energetic în timpul acestei

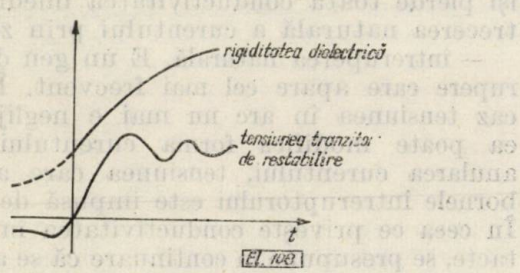


Fig. 9. Curbele tensiunii tranzitorii de restabilire și rigidității dielectrice.

perioade. Dacă puterea aplicată spațiului de arc după zeroul curentului este mai mică decît puterea pierdută de coloana arcului, arcul rămîne stins; dacă însă puterea care intră în arc depășește puterea pierdută, arcul se reaprinde. Importanța bilanțului energetic lîngă zeroul curentului pentru stingerea și reaprinderea unui arc de curent alternativ a fost analizată de mai mulți cercetători [3], [4], [6], [7], [26], [27], [28], [40].

Cele mai importante moduri de reaprindere a arcului electric care pot apărea într-un întreruptor sînt străpungerea prin scînteie și străpungerea termică [10], [11], [12], [18], [22], [23], [33].

Dacă tensiunea de restabilire crește rapid, apare un curent post-arc care pe de o parte amortizează regimul tranzitoriu și pe de altă parte reîncălzește gazul. Pe măsură ce trece timpul, curentul post-arc crește și tensiunea de restabilire la bornele întreruptorului se micșorează ajungînd la valoarea tensiunii de aprindere a arcului. Deoarece arcul se reaprinde printr-un proces energetic continuu, se spune că reaprinderea are loc prin străpungere termică.

Un alt mod de reaprindere este străpungerea prin scînteie care apare atunci cînd tensiunea de restabilire are o viteză de creștere relativ mică. În principiu, străpungerea prin scînteie este un efect al cîmpului electric și se produce la aplicarea unei tensiuni înalte unui spațiu care nu conține nici o sarcină electrică liberă. Posibilitatea apariției acestei forme de străpungere implică deci în mod necesar ca spațiul disruptiv să treacă în prealabil de la starea de conductor la aceea de izolant. Din această cauză, obișnuit, străpungerea dielectrică are loc după un interval de timp de la trecerea curentului prin zero relativ mai mare decît străpungerea termică, deoarece e necesar să treacă un anumit timp pentru ca tensiunea de restabilire să crească pînă la valoarea necesară străpungerii.

Primii cercetători ai întreruperii arcului au fost de acord în principal cu reaprinderea arcului prin străpungerea dielectrică și aceasta a condus la conceptul lui Slepian menționat mai înainte. În ceea ce privește reaprinderea termică, prima tratare teoretică a fost propusă de Cassie în anul 1939 [6]. Pornind de la ipoteza că temperatura coloanei este constantă și că pierderile au loc numai prin convecție, fiind proporționale cu aria secțiunii transversale a coloanei, pe care o presupune variabilă și, în sfîrșit, considerînd un gradient de tensiune constant, Cassie a dedus că variația în timp a rezistenței arcului are loc conform formulei:

$$R\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{1}{R}\right)=\frac{1}{\theta}\left[\left(\frac{u}{U_0}\right)^2-1\right]. \qquad (13)$$

O teorie energetică similară a fost propusă în 1943 de către Mayr [26], care presupune o coloană de arc cu simetrie cilindrică și pierderi numai prin conducție termică. Ecuația arcului

stabilită de Mayr are o formă asemănătoare celei a lui Cassie şi anume :

$$R\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{1}{R}\right)=\frac{1}{\theta}\left(\frac{ui}{P_0}-1\right), \qquad (14)$$

semnificaţia termenilor din ecuaţiile (13) şi (14) fiind următoarea : u, i sînt valorile instantanee ale tensiunii şi curentului în arc; $R = \frac{u}{i}$ = rezistenţa instantanee a arcului pe unitatea de lungime; U_0 = tensiunea arcului în regim staţionar; P_0 = puterea disipată de arc pe unitatea de lungime; θ = constanta de timp termică a arcului.

Formularea ecuaţiilor arcului electric de către Cassie şi Mayr a permis stabilirea unor condiţii calitative şi cantitative privind stingerea arcului electric pe baza noţiunii de constantă de timp a arcului. Acest parametru caracteristic al arcului reprezintă timpul în care conductanţa arcului ajunge la o nouă stare staţionară atunci cînd starea ei iniţială a fost perturbată.

Dată fiind importanţa lui θ pentru analiza proceselor de stingere a arcului, ea s-a bucurat de atenţia multor specialişti. Sînt de menţionat în acest domeniu lucrările lui Frind, care stabileşte o formulă ce permite să se raporteze constanta de timp a unui arc la proprietăţile gazului şi la geometria coloanei [15], [16]. Comparaţia între constantele de timp calculate teoretic pe baza acestei formule şi valorile măsurate experimental e satisfăcătoare [41]. Studiile au fost extinse în vederea determinării lui θ pentru arcuri ce ard într-o fantă [17] sau pentru arcuri răcite uşor de un jet de aer [42]. În fine, Phylips tratează comportarea dinamică a unui arc în cazul unei variaţii de curent periodice [30], [31].

Trebuie menţionat faptul că există posibilitatea ca coloana arcului să nu rămînă în echilibru termic atunci cînd diametrul său devine mai mic decît o anumită valoare. Aceasta se poate produce atît înainte, cît şi după zeroul curentului. În ultimul caz, dacă tensiunea de restabilire creşte rapid, temperatura electronilor poate să crească peste temperatura ionilor şi a atomilor de gaz. Această problemă a fost analizată în mod amănunţit de către Rieder şi Urbanek [34]. Ei au arătat că dacă coloana arcului prezintă o conductivitate reziduală ridicată şi deci dacă tensiunea de restabilire nu atinge valori mari, teoria lui Mayr poate fi aplicată atît înainte cît şi după trecerea prin zero a curentului. Dacă însă conductanţa reziduală a arcului este mică, permiţînd astfel o creştere rapidă a tensiunii de restabilire, atunci temperatura electronilor T_e poate creşte deasupra temperaturii gazului T_g. Pentru acest caz Rieder şi Urbanek au stabilit o teorie a reaprinderii termice neechilibrate, pe care o consideră ca o verigă între reaprinderea termică (echilibrată) şi străpungerea dielectrică.

În studiul menţionat [34] autorii consideră că plasma arcului nu este în echilibru termic ($T_e > T_g$) dar presupun că există totuşi o temperatură bine definită a electronilor, respectiv vitezele electronilor au o distribuţie maxwelliană. În cazul în care conductanţa reziduală a arcului are valori foarte mici, distribuţia energiei electronilor poate însă diferi extrem de mult de cea a lui Maxwell, astfel încît termenul de „temperatură" devine impropriu. Studiind cele două tipuri de reaprinderi, Lee şi colaboratorii săi au arătat că modul în care se va produce străpungerea, dielectric sau termic, depinde de cîmpul electric de-a lungul spaţiului de întrerupere în perioada post-zero deoarece distribuţia de energie a electronilor este puternic dependentă de cîmp [22], [23].

4. Tipuri de întreruperi

Procesul întreruperii arcului nu poate fi izolat de reţeaua electrică în care e conectat întreruptorul deoarece între arc şi circuit există o interacţiune, influenţîndu-se reciproc [3], [5], [19], [20], [24], [29], [37]. În general se consideră că circuitul exterior impune arcului un anumit curent pînă la trecerea acestuia prin zero după care, dacă are loc stingerea arcului, la bornele întreruptorului apare tensiune de restabilire. Într-o primă aproximaţie se presupune că aceasta nu este influenţată de conductanţa reziduală a arcului ci e determinată exclusiv de parametrii circuitului deconectat.

Pierderea stabilităţii arcului, care depinde atît de arc cît şi de circuit, reprezintă o condiţie iniţială în procesele care conduc în cele din urmă la o întrerupere completă. Acest fenomen poate avea loc fie înainte, fie după zeroul curentului. Există următoarele tipuri de întreruperi [32]:

—întreruperea ideală. Se produce atunci cînd căderea de tensiune în arc poate fi neglijată în comparaţie cu tensiunea sursei. În plus, se consideră că spaţiul de întrerupere îşi pierde toată conductivitatea imediat după trecerea naturală a curentului prin zero;

— întreruperea naturală. E un gen de întrerupere care apare cel mai frecvent. În acest caz tensiunea în arc nu mai e neglijabilă şi ea poate modifica forma curentului. După anularea curentului, tensiunea care apare la bornele întreruptorului este impusă de circuit. În ceea ce priveşte conductivitatea între contacte, se presupune în continuare că se anulează după zeroul contactului;

— întreruperea anticipată. Acest caz se prezintă dacă constanta de timp termică a coloanei arcului este mică sau la curenţi mici. Tensiunea de arc creşte prematur înainte de trecerea naturală a curentului prin zero, cu atît mai rapid şi cu o amplitudine cu atît mai mare cu cît

constanta de timp (care depinde de mediul de stingere utilizat) sau intensitatea curentului sînt mai mici;

— întreruperea retardată. Dacă constanta de timp termică a coloanei de arc este relativ mare sau dacă intensitatea curentului este ridicată, spațiul de întrerupere poate prezenta o conductivitate reziduală apreciabilă după trecerea curentului prin zero. Tensiunea tranzitorie de restabilire dă naștere unui cîmp electric sub acțiunea căruia purtătorii de sarcini reziduali se deplasează spre electrozi. Se formează astfel un curent rezidual (curentul post-arc). În anumite condiții aportul de energie prin curentul post-arc poate fi destul de însemnat, avînd ca efect nu numai o încetinire a răcirii coloanei ci chiar o reîncălzire, conducînd astfel la o reaprindere termică.

5. Concluzii

a) Arcul electric are o serie de proprietăți datorită cărora și-a găsit o largă utilizare în diferite domenii ale tehnicii. În particular, în cazul întreruperii unui circuit de curent continuu sau curent alternativ, arcul electric constituie un fenomen cheie. Deși adeseori e considerat ca un rău inevitabil, el este un element util care comandă și realizează întreruperea circuitelor.

b) În circuitele de curent continuu arcul electric de întrerupere îndeplinește mai multe funcțiuni:

— limitează supratensiunile de întrerupere;

— transformă în căldură energia înmagazinată în inductanța circuitului, ceea ce arată că întreruperea curentului continuu este o problemă energetică;

— trecînd de la starea de conductor la aceea de izolant, coloana arcului își pierde toată conductivitatea; arcul se stinge și procesul de întrerupere a curentului se încheie.

c) Spre deosebire de întreruperea curentului continuu, aceea a curentului alternativ nu pune nici o problemă energetică, ci numai de sincronizare. Astfel, dacă contactul mobil al întreruptorului este deschis exact în momentul în care are loc trecerea naturală a curentului prin zero, energia magnetică înmagazinată în inductanța circuitului este nulă și întreruperea se poate produce fără nici o transformare de energie în întreruptor. Pe de altă parte, întreruptorul de curent alternativ nu trebuie să producă stingerea arcului ca în curent continuu; el trebuie numai să împiedice reamorsarea arcului după stingerea sa naturală la trecerea prin zero a curentului.

d) În esență, arcul electric de întrerupere a circuitelor de curent alternativ are următoarele atribuții:

— împiedică supratensiunile în cazul unei întreruperi premature a curentului;

— permite curentului să circule pînă la următoarea sa trecere naturală prin zero, cînd sînt condițiile optime pentru întrerupere;

— ca și arcul de curent continuu, nu-și pierde conductivitatea decît atunci cînd procesul de întrerupere este complet terminat.

e) Pe lîngă diferitele calități care-i permit arcului electric să joace un rol important în procesul de întrerupere, el are și unele proprietăți nedorite. Cea mai importantă este aceea că datorită energiei pe care o conține și inerției sale termice temperatura și conductanța arcului nu urmează instantaneu variațiile curentului, facilitînd astfel reamorsarea arcului după trecerea prin zero a curentului.

f) Cele două moduri importante în care se poate produce reaprinderea unui arc electric sînt străpungerea dielectrică și reaprinderea termică sau energetică. În perioada din vecinătatea trecerii prin zero a curentului, spațiul disruptiv trece din starea de conductor în aceea de izolant, avînd ca urmare o rezistență variabilă. Imediat după ce curentul se anulează este posibil, ca sub influența tensiunii tranzitorii de restabilire, să apară un curent rezidual, înainte de a se atinge valorile tensiunii de străpungere. Apariția acestui curent post-arc este datorită unui aport de energie în spațiul de întrerupere și poate produce o reaprindere termică. Dacă însă curentul post-arc nu este destul de mare pentru a provoca reaprinderea arcului și dacă tensiunea de restabilire continuă să crească, există posibilitatea unei străpungeri prin scînteie. Evident că în orice întreruptor se pot produce ambele tipuri de reaprindere ale arcului.

g) Procesul întreruperii unui arc electric nu poate fi tratat independent de rețeaua electrică în care e conectat întreruptorul. În funcție de caracteristicile circuitului sau ale întreruptorului există trei cazuri tipice de întreruperi: anticipată, naturală și retardată, ordinea de enumerare fiind aceea corespunzătoare apariției fenomenelor atunci cînd crește intensitatea curentului întrerupt sau constanta de timp a arcului, independent de principiul de întrerupere.

*Bibliografie**

[1] *Avramescu A.* Formarea și stingerea arcului electric. In: Manualul inginerului electrician, vol. IV. București, Ed. Tehnică, 1956, p. 283.

[2] *Babicov, A. M.* Aparate electrice (Trad. din l. rusă) București, Ed. energetică de stat, 1953, 468 p.

[3] *Browne, T. E.* Jr. A Study of A—C Arc Behaviour Near Current Zero by Means of Mathematical Models. In: Trans. AIEE vol. 67, part I, 1948, p. 141—153.

[4] *Browne T. E.* Jr. An Approach to Mathematical Analysis of A—C Arc Extinction in Circuit Breakers. In: Trans. AIEE Power Apparatus and Systems, vol. 77, febr. 1959. 1508—1517.

[5] *Cassagrande, G., Pezzi, P.* Interruzione dell'arco in interruttori a corrente alternata: contributo allo dei feno-

* Lista bibliografică a fost întocmită în ordinea alfabetică a autorilor.

meni in prossimata dello „zero" di corrente. In: L'elettrotecnica, nr. 12, 1966 p. 908—914.
[6] *Cassie, A. M.* A New Theory of Arc Rupture and Circuit Severity. Rap. 102, CIGRÉ, 1939.
[7] *Cassie, A. M., Mason., F. O* .Arc Conductivity in Gas-Blast Circuit Breakers. Rap. 103, CIGRÉ, 1956.
[8] *Cassie, A. M.* The Physical Nature and Properties of Arcs. In: The Electrical Journal, London, 3 apr. 1959, p. 991—997.
[9] *Edels, H.* Properties and Theory of the Electric Arc. In: Proc., IEE, part A, vol. **108**, febr. 1961, p. 55—69.
[10] *Edels, H., Ettinger, Y.* Arc Interruption and Thermal Reignition. In: Proc. IEE, part A, vol. **100**, febr. 1962, p. 89—98.
[11] *Edels, H.* Arc Theory and Circuit Breaking. In: Electrical Review, **170**, nr. 5, 2, febr. 1962, p. 185—186.
[12] *Edels, H.* Arc Interruption and Circuit Breaking. In: Electrical Review, **171**, nr. 26, 28 dec. 1962, p. 1006—1010.
[13] *Edels, H. Fenlon, F. H.* Theory of a Filled-Tube Thermal Arc Column. In: British Journal of Applied Physics, vol. **16**, nr. 2, febr. 1965, p. 219—230.
[14] *Finkelnburg, W., Maecker, H.* Elektrische Bögen und thermische Plasma. În: Handbuch der Physik, vol. 22, Berlin, Springer-Verlag, 1965, p. 254—444.
[15] *Frind, G.* Uber das Abklingen von Lichtbögen. I. Theoretische Uberlegungen. In: Zeitschrift für Angewandte Physik, vol. **12**, nr. 5, mai 1960, p. 231, — 237.
[16] *Frind, G.* Uber das Abklingen von Lichtbögen. II. Prüfung der Theorie an experimentellen Untersuchungen. În: Zeitschrift für Angewandte Physik, vol., **12**, nr. 11, nov. 1960, p. 515—521.
[17] *Frind, G.* Time Constants of Flat Arcs Cooled by Thermal Conduction. In: IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, vol. **Pas—84**, nr. 12, dec. 1965, p. 1125—1131.
[18] *Heroin, P.* L'arc de disjoncteur et son réseau d'alimentation. In: RGE, vol. **75**, nr. 5, mai 1966, p. 614—620.
[19] *Hortopan, Gh.*: Aparate electrice. București Ed. didactică și pedagogică, 1967, 646 p.
[20] *Hortopan, Gh.* Din tehnica întreruperii curenților intenși. În: Electrotehnica, **16**, nr. 9, sept. 1968, p. 325—333.
[21] *Hoyaux, M. F.* Arc Physics. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New-York, 1968, 305 p.
[22] *Lee, T. H., Greenwood, A. N., White, D. R.* Electrical Breakdown of High-temperature Gases and Its Implications in Post—Arc Phenomena in Circuit Breakers. In: IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, vol. **Pas-84**, nr. 12, dec. 1965 p. 1116—1124.
[23] *Lee, T. H., Greenwood, A. N.* The Mecancm of Thermal Breakdown of a High-Temperature Gas and Its Implications to Circuit Breakers. Rap. 13—0 6, CIGRE, 1968.
[24] *Lee, T. H.* Plasma Physics and the Interruption of an Electric Circuit. In: Proceeding of the IEEE, vol. **57**. nr. 3. march 1969, p. 307—323.
[25] *Maecker, H.* Uber die Charakteristiken zylindrischer Bögen. In: Zeitschrift für Physik, **157**, nr. 1, 1959. p. 1—29.
[26] *Mayr, O.* Beiträge zut Theorie des Statischen und des Dynamischen Lichtbogens. In: Archiv für Elektrotchnik, Berlin, vol. **37**, 1943, p. 588—608.
[27] *Mayr, O.* Uber die Theorie der Lichtbogens und seine Löschung. In: ETZ, vol. **64**, 1943, p. 645—652.
[28] *Mayr, O.* Schaltleistung und wiederkehrende Spannung. În: ETZ-A, vol. **75**, nr. 13, 1 iulie 1954, p. 447—451.
[29] *Mayr, O.* Aufgaben und Lösungen aus der Theorie der Gasentladungen vor allem des Lichtbogens. In: Anwendungen elektrischer Rechenanlagen in der Starkstromtechnik, VDE-Verlag GMBH, Berlin, 1958, p. 77—90.
[30] *Phylips, R. L.* Theory of the Non-Stationary Arc Column. In: British Journal of Applied Physics, vol. **18**, nr. 1, ian. 1967, p. 65—78.
[31] *Phylips, R. L.* Time Constants for Nonstationary Arcs. În: Zeitschrift für Physik, **211**, nr. 2. 1968, p. 113—131.
[32] *Rieder, W. Passaquin, J.* Sur la décroissance du courant vers zéro et le courant résiduel dans les disijoncteurs. Rap. 105, CIGRE, 1960.
[33] *Rieder, W.* Le rôle de l'arc de coupure dans les disjoncteurs. In: Revue Brown Boveri, vol. **49**, nr. **9**/10, 1962, p. 398—403.
[34] *Rieder, W. Urbanek, J.* Nouveaux aspects des recherches de l'effet du passage à zéro du courant sur les reamorçages dans les disjoncteurs. Une théorie des conditions de nonéquilibre thermique des arcs. Rap. 107, CIGRE, 1966.
[35] *Rudenberg, R.* Fenomene tranzitorii în sistemele electromagnetice (Trad. din l. engleză). București, Ed. Tehnică, 1959, 736 p.
[36] *Sasu, M.* Natura fizică și proprietățile arcului electric. In: Progresele științei nr. 2. 1971.
[37] *Schmidt, E.* Physikalisches Verhalten des Schalterlichtbogens. In: Rziha, E. v. Starkstromtechnik, Berlin Verlag von Wilhelm Ernst und Sohn, 1960, p. 89—96.
[38] *Slepian, J.* Extinction of an A—C Arc. În: AIEE Trans. **47**. 1928, p. 1398—1408.
[39] *Sirotinski, L. I.* Tehnica tensiunilor înalte. (Trad. din l. rusă). București, Ed. energetică de stat, 1954, 578 p.
[40] *Teszner, S., Blase, J.* Nouvelle contribution à l'étude des courants post-arc dans les interrupteurs à haute tension. Rap. 145, CIGRE, 1954.
[41] *Yoon, K. H., Spindle, H. E.* A study of the Dynamic Response of Arcs in Various Gases. In: Trans. AIEE. Power Apparatus and Systems, vol. **77**, febr. 1959, p. 1634—1642.
[42] *Yoon, K. H. Browne, T. E. Jr.* A Study of the Dynamic Response of Arcs under Small Air Flow. In: IEEE Trans. Power Apparatus and Systems dec. 1963, p. 1002—1014.

Intrat în redacție la 20. XI. 1970

Înregistrarea unor vibrații mecanice cu ajutorul traductorului Hall, realizat cu material semiconductor indigen

AVRAM HELER și DUMITRU DABA* — Timișoara

CZ 621.317.39 : 621 – 752 :538.632

În ultimul timp sînt tot mai numeroase publicațiile care tratează problema utilizării efectului Hall din materialele semiconductoare, pentru realizarea unor aparate și dispozitive ce se folosesc la măsurarea pe cale electrică a unor mărimi neelectrice. Lucrarea de față prezintă un traductor Hall, realizat de autori cu material semiconductor indigen, precum și rezultatele experimentale obținute la înregistrarea unor vibrații mecanice.

1. Traductorul Hall

Schema electrică a unui multiplicator Hall [1], [2] poate fi reprezentată ca în figura 1.

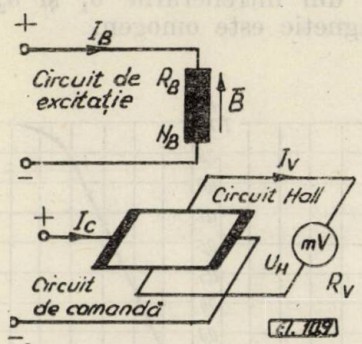


Fig. 1. Schema electrică a multiplicatorului Hall.

Tensiunea Hall U_H, măsurată de milivoltmetrul magnetoelectric mV, are expresia cunoscută [1], [2], adică:

$$U_H = KI_cB, \qquad (1)$$

în care:

B este inducția magnetică, în T, perpendiculară pe suprafața plăcuței semiconductoare;

I_c — curentul de comandă, în A;

K — sensibilitatea în sarcină a multiplicatorului Hall, în [m²/As].

La material semiconductor dat și dimensiuni geometrice ale plăcuței semiconductoare date, sensibilitatea K este o constantă, ea fiind totuși influențată de condițiile de temperatură și de valoarea inducției magnetice B.

Dacă și I_c este menținut constant, atunci tensiunea Hall U_H este o funcție numai de inducția magnetică B. Obținînd într-un anumit mod un cîmp magnetic a cărui inducție B să varieze liniar după o direcție OX, adică inducția magnetică să fie proporțională cu deplasarea X, atunci tensiunea Hall U_H, măsurată, va fi și ea proporțională cu deplasarea X. Se poate scrie deci:

$$U_H = K_HX, \qquad (2)$$

unde:

K_H este sensibilitatea în sarcină a traductorului Hall, în V/mm;

X — deplasarea liniară, în mm.

Din relația (2) se vede caracterul de traductor al multiplicatorului Hall, el avînd rolul de a transforma, în condițiile impuse mai sus, o deplasare liniară X, într-o tensiune electrică U_H.

În cazul traductorului Hall, se vede că plăcuța semiconductoare va fi situată într-un cîmp magnetic neomogen. Problema comportării traductorului Hall în cîmpuri magnetice neomogene a fost analizată teoretic și experimental [3], [4] pentru unele cazuri particulare.

Pentru scopul urmărit în prezenta lucrare, prezintă interes numai cazul cînd o plăcuță semiconductoare dreptunghiulară, de lungime l mult mai mare decît lățimea b este plasată într-un cîmp magnetic neomogen, plan paralel, variabil numai după axa OX (fig. 2). În [4] s-a demonstrat că expresia tensiunii Hall rămîne aceeași ca și în cazul cîmpului magnetic omogen, numai că inducția magnetică ce intervine în această expresie are valoarea corespunzătoare abscisei contactelor *1* și *2*, din figura 2. Aceste contacte, în lipsa lui B trebuie să fie echipotențiale, condiție ce se realizează prin lipirea corespunzătoare a contactelor 1 și 2 pe plăcuța semiconductoare.

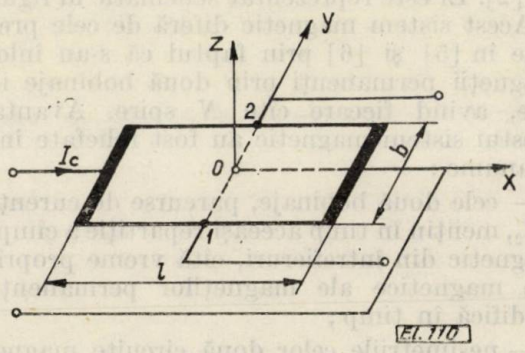


Fig. 2. Plăcuța semiconductoare a traductorului.

* Dr. ing. *A. Heler* este conferențiar la Institutul politehnic din Timișoara, iar *D. Daba* este șef de lucrări la același institut.

2. Sistemul magnetic al traductorului Hall

Pentru ca tensiunea Hall U_H, furnizată de traductorul Hall, să fie o măsură a deplasării liniare după OX, trebuie ca plăcuţa semicon-

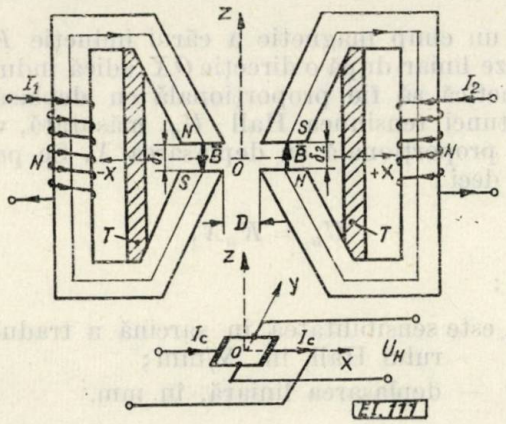


Fig. 3. Sistemul magnetic al traductorului Hall.

ductoare să se deplaseze după OX (fig. 2) într-un cîmp magnetic care este constant în timp şi are o variaţie liniară după OX. Variaţie liniară după OX înseamnă un gradient al inducţiei $\frac{\partial B}{\partial X}$ constant, dar cît mai mare, pentru ca traductorul Hall să fie cît mai sensibil.

Sistemele magnetice folosite pentru a crea un cîmp magnetic care să îndeplinească condiţiile de mai sus, sînt destul de diferite. Ele au fost sintetizate în [5], [6], împreună cu sistemele magnetice care se deplasează şi ele, iar plăcuţa semiconductoare rămîne fixă în spaţiu.

În prezenta lucrare s-a folosit un sistem magnetic asemănător celui utilizat de unul dintre autori, cu ocazia măsurării unor deplasări mici cu ajutorul multiplicatoarelor galvanomagnetice [2]. El este reprezentat schematic în figura 3.

Acest sistem magnetic diferă de cele prezentate în [5] şi [6] prin faptul că s-au înlocuit magneţii permanenţi prin două bobinaje identice, avînd fiecare cîte N spire. Avantajele acestui sistem magnetic au fost reliefate în [2] şi anume :

— cele două bobinaje, parcurse de curenţii I_1 şi I_2, menţin în timp aceeaşi repartiţie a cîmpului magnetic din întrefieruri, cîtă vreme proprietăţile magnetice ale magneţilor permanenţi se modifică în timp ;

— nesimetriile celor două circuite magnetice care compun sistemul magnetic (nesimetrii datorate dimensiunilor geometrice sau neomogenităţii materialului feromagnetic) se pot uşor compensa prin alegerea corespunzătoare a valorii curenţilor continui I_1 respectiv I_2 ;

— şunturile magnetice T, asigură o compensare a influenţei temperaturii [7] asupra funcţionării traductorului Hall.

Sistemul acesta cu bobine, prezintă însă dezavantajul că necesită o sursă de curent continuu care să menţină constanţi în timp curenţii I_1 şi I_2. În lucrarea de faţă s-a folosit aceeaşi sursă, care este necesară circuitului de comandă a traductorului Hall.

Folosind un sistem magnetic ca cel din figura 3, avînd întrefierurile $\delta_1 = \delta_2 = 1{,}5$ mm şi distanţa dintre circuitele magnetice $D = 3$ mm, s-a obţinut un cîmp magnetic neomogen, a cărui inducţie magnetică B (mai exact componenta sa după axa OZ din fig. 2) variază de-a lungul axei OX ca în figura 4. Inducţia magnetică B a fost măsurată cu un gaussmetru Hall, tip Metra, a cărui sondă a fost deplasată în cîmp cu ajutorul unui dispozitiv micrometric. Din acest grafic se vede că pentru $-2 < X < +2$ mm, inducţia cîmpului magnetic are o variaţie liniară de-a lungul axei OX, avînd un gradient constant $\frac{\partial B}{\partial X} = 0{,}44$ T/mm. Domeniile $X > 2{,}5$ mm şi $X < -2{,}5$ mm, corespund porţiunilor din întrefierurile δ_1 şi δ_2 în care cîmpul magnetic este omogen.

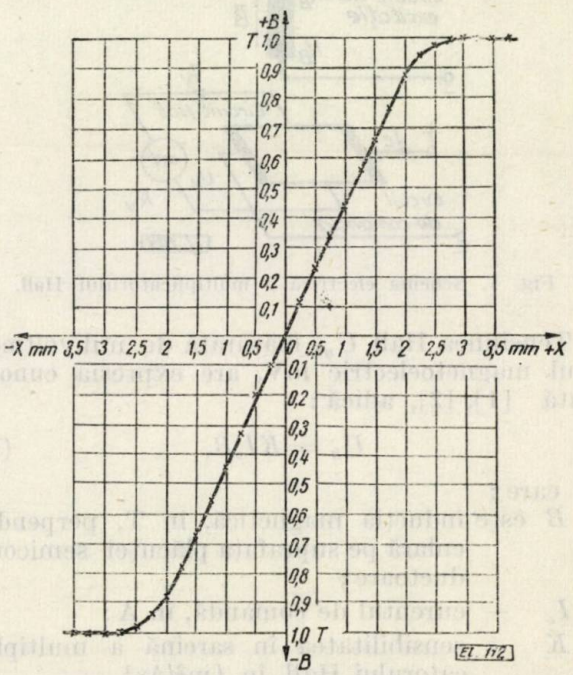


Fig. 4. Variaţia inducţiei magnetice în lungul axei OX.

3. Etalonarea traductorului Hall

Plăcuţa semiconductoare folosită în traductorul Hall este din In Sb, material indigen, obţinut de la Institutul de metale nobile şi rare (I.M.N.R) — Bucureşti. Dimensiunile geometrice ale plăcuţei semiconductoare sînt : $l = 8$ mm, $b = 2$ mm, iar grosimea $d = 0{,}4$ mm. Plăcuţa a fost adusă la aceste dimensiuni prin şlefuirea cu ajutorul unor discuri abrazive,

foarte fine. Sensibilitatea în sarcină a multiplicatorului Hall realizat are valoarea $K = 1{,}5$ m²/As.

Firele de legătură, ce pornesc de la contactele Hall 1 și 2 (fig. 2) sînt răsucite în spre exterior, în așa fel încît circuitul Hall (fig. 1) să nu formeze o buclă a cărei suprafață să fie străbătută de un flux magnetic variabil în timp atunci cînd plăcuța semiconductoare vibrează în cîmp magnetic. În caz contrar, peste tensiunea Hall obișnuită se suprapune tensiunea indusă în această buclă ce constituie circuitul Hall.

Folosind un galvanometru cu spot interior ca instrument de nul, s-a asigurat ca la lipirea electrozilor *1* și *2* să fie asigurată condiția ca în prezența lui I_c și în lipsa lui B, electrozii *1* și *2* să fie echipotențiali. În acest fel, atunci cînd electrozii *1* și *2* au abscisa $X = 0$ din figura 3, tensiunea Hall măsurată este $U_H = 0$. Sensul deplasării plăcuței semiconductoare de-a lungul abscisei OX este evidențiată prin semnul tensiunii Hall. O dată cu trecerea de la $X > 0$ la $X < 0$, tensiunea Hall schimbă de semn, trecînd prin zero.

Cu ajutorul unui dispozitiv micrometric, plăcuța semiconductoare a fost deplasată de-a lungul axei OX în cîmpul magnetic produs de sistemul magnetic reprezentat în figura 3, cîmp a cărui inducție magnetică B variază după OX ca în figura 4. Tensiunea Hall a fost măsurată cu ajutorul unui galvanometru cu spot interior, avînd rezistența interioară de 100 kΩ.

În timpul măsurătorilor, curentul de comandă a fost menținut constant și anume $I_c = 30$ mA. De asemenea, s-a lucrat la o temperatură constantă, temperatura mediului ambiant.

Dependența dintre tensiunea Hall măsurată și deplasarea plăcuței semiconductoare de-a lungul axei OX, obținută experimental, este reprezentată în figura 5. Din acest grafic rezultă o sensibilitate în sarcină a traductorului Hall $K_H = 21{,}5$ mV/mm.

Această sensibilitate poate fi mărită simțitor prin mărirea curentului de comandă I_c, care la sondele tip Siemens atinge valori de circa 400 mA. Pentru $I_c = 400$ mA ar rezulta o sensibilitate $K_H = 287$ mV/mm.

4. Rezultate experimentale

Traductorul Hall, realizat cu material semiconductor indigen, a fost folosit de autori la obținerea de vibrograme pentru unele vibrații mecanice. Tensiunea Hall furnizată de traductor a fost înregistrată cu ajutorul unui oscilograf cu buclă.

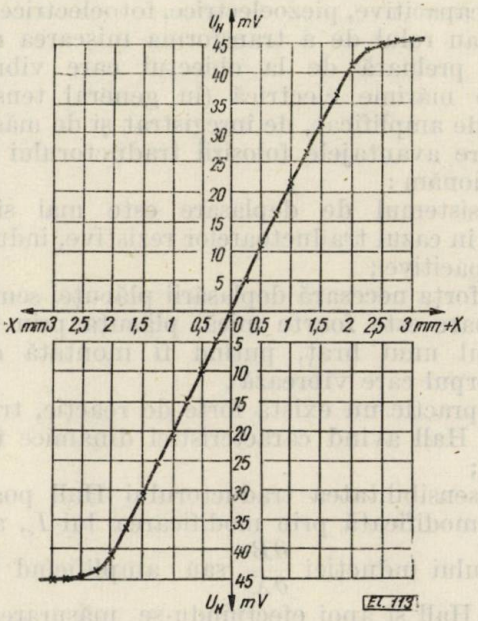


Fig. 5. Dependența $U_H = f(X)$.

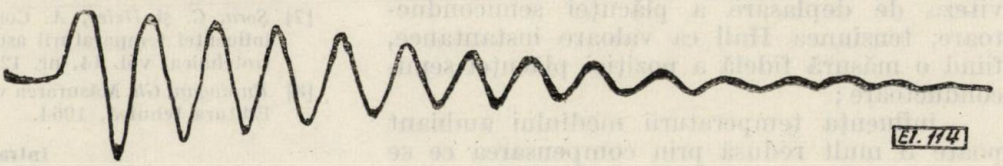


Fig. 6. Inregistrarea unei vibrații libere amortizate.

În figura 6 este prezentată vibrograma obținută cu traductorul Hall pentru cazul unei vibrații libere amortizate. Pentru obținerea acesteia, plăcuța semiconductoare a fost fixată rigid de capătul unei lamele elastice, lamelă ce era încastrată la celălalt capăt și care efectua aceste vibrații libere amortizate.

Cunoscînd viteza de deplasare a hîrtiei fotografice în oscilograf, $v = 30$ mm/s, din vibrogramă rezultă perioada vibrației $T = 0{,}3$ s, adică o frecvență $f = 3{,}3$ Hz.

Ținînd seama de caracteristicile oscilografului cu buclă ce a fost utilizat, la vribrograma din figura 6, în ordonată, la 1 mm corespunde o deplasare a lamelei elastice (deci a plăcuței semiconductoare) de 0,1 mm. Cu aceasta, prima amplitudine a vibrogramei din figura 6 reprezintă 1,1 mm deplasare a lamelei elastice. Cunoscînd amplitudinile vibrației libere amortizate se poate determina [8] decrementul logaritmic iar apoi coeficientul de amortizare.

Autorii au înregistrat și alte vibrații mecanice, obținînd vibrograme clare care permit determinarea parametrilor ce caracterizează vibrațiile respective.

5. Concluzii

Traductorul Hall poate înlocui cu succes celelalte traductoare electrice (inductive, rezistive, capacitive, piezoelectrice, fotoelectrice etc.), care au rolul de a transforma mişcarea mecanică, preluată de la obiectul care vibrează, într-o mărime electrică (în general tensiune) uşor de amplificat, de înregistrat şi de măsurat. Printre avantajele folosirii traductorului Hall, menţionăm :

— sistemul de deplasare este mai simplu decît în cazul traductoarelor rezistive, inductive şi capacitive ;

— forţa necesară deplasării plăcuţei semiconductoare este foarte mică, plăcuţa prin intermediul unui braţ, putînd fi montată direct pe corpul care vibrează ;

— practic nu există forţe de reacţie, traductorul Hall avînd caracteristici dinamice foarte bune ;

— sensibilitatea traductorului Hall poate fi uşor modificată prin modificarea lui I_c, a gradientului inducţiei $\frac{\partial B}{\partial X}$ sau amplificînd tensiunea Hall şi apoi efectuîndu-se măsurarea sau înregistrarea ei ;

— valoarea tensiunii Hall nu depinde de viteza de deplasare a plăcuţei semiconductoare, tensiunea Hall ca valoare instantanee, fiind o măsură fidelă a poziţiei plăcuţei semiconductoare ;

— influenţa temperaturii mediului ambiant poate fi mult redusă prin compensarea ce se face în circuitul magnetic al traductorului Hall.

Ca dezavantaje ale traductorului Hall trebuie reţinute :

— dimensiuni şi greutate comparative mari, mai ales datorită sistemului magnetic al traductorului Hall ;

— domenii relativ mici de măsură, de ordinul ± 2 mm.

Bibliografie

[1] *Heler, A.* Contribuţii teoretice şi experimentale privind folosirea efectelor galvanomagnetice din materialele semiconductoare, la măsurarea puterilor electrice. Teză de doctorat, Institutul Politehnic din Timişoara, 1966.

[2] *Heler, A.* şi *Lăpuşan, V.* Măsurarea deplasărilor mici cu ajutorul multiplicatoarelor galvanomagnetice. În : Metrologia Aplicată vol. **16**, nr. 6, 1969, p. 264—269.

[3] *De Sabata, I.* Cîmpul electric din transductoarele Hall, în regim cvasistaţionar. Teză de doctorat, Institutul Politehnic Timişoara, 1966.

[4] *De Sabata, I.* şi *Heler, A.* Le comportement du transducteur de Hall dans champs magnétiques non homogenes. În : Revue générale del'électricité, vol. **75**, nr. 5, mai 1966, p. 733—740.

[5] *Vecsei, I.* Hall effektus alapján müködö elmozdulásérzékelö adó. Mérés és Automatika, XV évfolyam 1967, 7—8 Szăm, 315—320 oldal.

[6] *Nalecz, M.* şi *Warasza, Z.* Hall effect transducers for measurement mechanical displacements. În : Solid-State Electronics, Pergamon Press, vol. **9**, 1966, p. 485—495.

[7] *Şora, C.* şi *Heler, A.* Contribuţii privind compensarea influenţei temperaturii asupra tensiunii Hall. În : Electrotehnica, vol. **14**, nr. 12, 1966, p. 449—454.

[8] *Buzdugan, Gh.* Măsurarea vibraţiilor mecanice. Bucureşti, Editura tehnică, 1964.

Intrat în redacţie la 18. XI. 1970

TEZE DE DOCTORAT

Szabo, W: **Contribuţii la studiul teoretic şi experimental al măsurării pierderilor magnetice prin metoda punţii în curent alternativ. Conducător ştiinţific** — prof. emerit Al. Th. Popescu.

Pentru determinarea pierderilor magnetice s-a impus din ce în ce mai mult în practica metrologică metoda punţii în curent alternativ avînd avantajele esenţiale pe care le prezintă şi anume:

— se pretează la măsurători într-un domeniu foarte larg de frecvenţă, 50 Hz—100 MHz (domeniu în care majoritatea celorlalte metode nu pot fi aplicate);

— este deosebit de utilă pentru măsurători magnetice pe probe mici şi la inducţii foarte reduse, pentru care pierderile magnetice sînt mici şi dificil de determinat prin alte metode.

Aplicată iniţial la determinarea pierderilor magnetice în cîmpuri slabe (corespunzătoare porţiunii liniare a curbei de magnetizare) metoda punţii s-a extins în ultimii ani şi pentru măsurări în domeniul inducţiilor mari, apropiate de saturaţie.

Teza de doctorat a ing. W. Szabo are ca obiect studiul teoretic şi experimental al măsurării pierderilor magnetice în tole prin metoda punţii. În prima parte a lucrării (cap. 1—3) se face un studiu al schemelor echivalente ale bobinei cu miez feromagnetic şi se prezintă sumar punţile cele mai utilizate (pentru frecvenţe joase: punţile Maxwell-Wien, Owen, Hay, Hohle şi pentru frecvenţe pînă la 1MHz punţile de rezonanţă serie sau paralel, punţile în T). Se analizează procedeele folosite pentru sinusoidalizarea inducţiei în miezurile supuse încercărilor (schema Cormack, utilizarea reacţiei negative de tensiune şi utilizarea reacţiei pozitive de curent).

În partea a doua a lucrării (cap. 4—11) sînt reliefate dezavantajele punţilor utilizate în prezent pentru măsurarea pierderilor magnetice. Se prezintă 15 scheme noi, originale, de punţi cu laturi cuplate magnetic bazate pe utilizarea unui comparator magnetic de curent şi alimentate prin intermediul unui divizor inductor de tensiune. Se face un studiu al sensibilităţii, convergenţei şi erorilor de măsurare ale schemelor propuse.

Ultima parte (cap. 12—14) cuprinde un studiu experimental comparativ al măsurării pierderilor magnetice cu punţile Maxwell-Wien şi cu punţile cu comparator de curent. Autorul a realizat în cadrul laboratorului de Măsuri electrice al Institutului Politehnic Braşov un comparator magnetic de curent (materialul utilizat fiind HYPERM-800) şi un divizor inductiv de tensiune avînd miezul NUMETAL TELCON METALS LIMITED.

Se remarcă deosebitele calităţi ale materialelor utilizate şi care au determinat o mare precizie a punţii realizate.

Dintre caracteristicile metrologice mai importante ale schemelor originale se enumeră: domeniul mare de măsură, precizie şi sensibilitate ridicată, posibilitate de realizare a unor punţi automate cifrice, asigurarea unui regim de inducţie practic sinusoidală în miezul feromagnetic supus încercării, aplicabilitate nu numai la măsurarea pierderilor magnetice ci şi la determinarea parametrilor boninelor de inductanţă.

În concluzie teza de doctorat a ing. W. Szabo reprezintă o importantă contribuţie la o problemă de reală însemnătate practică; pe baza unui material documentar vast, temeinic studiat şi analizat se prezintă prima parte a lucrării-sinteza judicios întocmită a stadiului actual al problemei, iar în ultimele părţi — cu un pronunţat caracter de originalitate-autorul recomandă soluţii proprii pe care le argumentează teoretic şi experimental, demonstrînd superioritatea schemelor de punte cu comparator magnetic de curent.

Teza a fost susţinută în luna octombrie 1970, în cadrul Facultăţii de Electrotehnică a Institutului politehnic din Bucureşti.

Şef de lucrări,
Ing. *Carmen Golovanov*

REFERATE

CZ 621.313.333:621.3.014.001.24

Urusov, I, D. şi Simonovschi, V.I. **Analiza curentului motoarefor ansinerone supuse sarcinilor pulsatorii** (Analiz toca asinhromogo svigatelea prii pulsairuiuşchei naugruske). In: Electricestva nr. 12, dec 1970, p. 43—47, 3 fig., 4 ref. bibl

După o scurtă trecere în revistă a principalelor aspecte care încadrează problema utilizării maşinilor electrice supuse la sarcini pulsatorii se arată premisele care duc la construirea modelului matematic al curentului şi tensiuni pentru diverse regimuri de funcţionare a motoarelor supuse analizei.

Se arată care este corelaţia vectorială a mărimilor ce descriu din punct de vedere electric statorul şi raportul motorului examinat. Se tratează caracteristica statică din diagrama eliptică a curentului care traversează motorul supus unei sarcini pulsatorii.

Se prezintă modul de variaţie a momentului electromagnetic a motorului atît sub aspect matematic cît şi sub aspect grafic.

Teoria prezentată este însoţită de un exemplu numeric şi de o serie de recomandări privind proiectarea, construcţia şi exploatarea motoarelor electrice supuse la sarcini electrice pulsatori.

A.C.

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.015.532 : 535.61 – 31

Strong, N.G ş.a. **Inregistrări vizuale, în ultraviolet şi ultrasunete, pentru cîmpuri coroana în aer.** (Visual, ultraviolet and ultrasonic disploy of corona fields în air). În : Proc. IEE, vol. **117**, nr. 7, 1970, p. 1453–1459. 15 fig.

Noi tehnici fotografice, utilizate la înregistrarea unor fenomene ce se desfăşoară foarte rapid sînt prezentate în lucrare, exemplificate pe o serie de izolatoare de înaltă tensiune la care se pot localiza descărcări corona, conturnări, arcuri electrice permanente. Se indică metode de înregistrare fotografică la lumina zilei, înregistrări de mare viteză, înregistrări utilizînd camere de televiziune speciale pentru observări continue a fenomenelor şi pentru anumite zone a spectrului. Se dau indicaţii asupra filmelor utilizate, duratelor de expunere, asupra modului de interpretare a înregistrărilor.

Utilizînd microfoane lucrînd pînă la 40 kHz s-au detectat zgomotele produse de descărcările parţiale stabilite pe izolatoare încercate, rezultate comparate cu oscilograme ale descărcărilor corona sau valori a perturbaţiilor radio.

Lucrarea prezintă interes deosbit pentru cei ce lucrează în domeniul tensiunilor înalte.

Fl. T.

CZ 621.3.045.53 : 621.3.018.33

Hughes, A. **O nouă înfăşurare trifazată cu conţinut redus de armonice ale tensiunii magneto-motoare.** (New 3-phose winding of lon m.m.f — harmonic content). În : Proc. IEE, vol. **117**, nr. 8, august 1970 9 fig., 6 tabele, p. 1657–1666.

Conexiunea stea-triunghiu poate face ca o înfăşurare distribuită, hexafazată, să se comporte ca o înfăşurare dodecafazată, alimentată fiind de la o reţea trifazată. Creşterea numărului efectiv de faze conduce la un factor de distribuţie superior, armonicile în tensiunea magnetomotoare fiind reduse. Aceste avantaje au fost demonstrate prin încercări, pe un motor de inducţie. În particular, factorul de distribuţie deosebit de ridicat sugerează că înfăşurările stea-triunghi ar putea fi utilizate cu însemnate avantaje în marile maşini sincrone. Numărul efectiv de spire serie pe fază este mai redus la noua metodă decît la înfăşurarea de tip convenţional, de unde rezultă că noua înfăşurare este foarte indicată pentru maşinile de joasă tensiune.

În toate studiile şi calculele şi încercările efectuate înfăşurările au fost proiectate în presupunerea că, pentru a fi acceptabile, toate bobinele într-o maşină trebuie să fie identice şi trebuie să fie străbătute de curenţi de mărime egală. Acest lucru este esenţial în special pentru maşinile mari. În cazul maşinilor mici, existenţa unor bobine cu număr diferit de spire poate fi acceptată şi ca urmare există mai multă libertate în alegerea numărului de crestături pentru armătura statorului. Conexiunile noului tip de înfăşurare nu ridică probleme deosebite.

T. C.

CZ 621.3.015.532 : 621.314.2.048.1

James, R.E. **Detectarea descărcărilor parţiale în transformatoarele de înaltă tensiune**). Discharge detection in high-voltage power transformers). În : Proc. IEE, vol. **117**, nr. 7, 1970, p. 1352–1362. 15 fig. 58 ref.

Măsurarea descărcărilor parţiale în transformatoarele de înaltă tensiune prezintă un mare interes, întrucît detectarea lor în faza incipientă permite prelungirea vieţii echipamentului. Spre deosebire de alte echipamente, transformatorul presupune o structură mai complexă, ceea ce îngreunează pe de o parte alegerea celei mai potrivite scheme de măsură, iar pe de alta interpretarea semnalelor ajunse la aparat.

După o trecere în revistă a metodelor utilizate de alte laboratoare se indică schema utilizată, aproximările făcute, circuitele echivalente, schemele bloc propuse. Se dau indicaţii şi asupra metodelor de detectare a descărcărilor parţiale utilizînd metode neelectrice (zgomotul produs de descărcările parţiale).

În concluzie se arată că măsura descărcărilor (deşi nu este încă o metodă de rutină) permite obţinerea unor date importante, mai ales cuplat şi cu alte încercări. Se propun spre exemplu :

— măsurări de descărcări la 1,2, U_N, o oră ;
— măsurări de descărcări la 1,5–1,7 U_n, 1 minut

Fl. T.

CZ 621.3.048.001.5

Sustan G. K. ş.a. **Cercetarea izolaţiei înfăşurărilor statorice realizate din benzi tip „Sliudonit", prin metoda de presare hidrostatică.** (Isledovanie corpusnoi izoliaţii statornîh abmotok, izgatovlenoi iz sliudinitovîh, lent, metodom ghidrostatiscescoi apresovki). În : Elektrotehnika (URSS), **41**, 1970, nr. 5, p. 57–60.

Izolaţia faţă de masă a înfăşurărilor statorice ale maşinilor mari destinate a funcţiona la tensiuni ridicate, constitue un domeniu de preocupări în care tehnologiile joacă un rol decisiv în stabilirea performanţelor ridicate.

Articolul prezintă o metodă hidrostatică de presare a izolaţiilor termorigide în comparaţie cu metodele cunoscute de presare mecanică. Se comunică parametrii caracteristici tehnologiei descrise şi influenţa acestora asupra proprietăţior electrice. Experimentările făcute pe machete scot în evidenţă valori ridicate pe tg δ şi gradientul de tensiune. Astfel, dacă pentru izolaţia obţinută prin tehnologii mecanice de presare gradientul are valori de ordinul a 35–40 kV/mm prin presare hidrostatică, se ajunge la 55,5–63 kV/mm.

Ca domenii de utilizare, se indică o aplicaţie imediată la viitoarele turbogeneratoare de putere ridicată 800–1200 MW.

Fl. T.

CZ 621.3.015.532 : 621.314.2.048.1

Tănăsescu, Fl. şi Susea, A. **Contribuţii la studiul descărcărilor parţiale. Determinarea impulsului produs de o descărcare la intrarea unui circuit de măsură, după mărimile caracteristice ale impulsului înregistrat.** (Beitrag zu den Teilentladungsuntersuchungen. Die Bestimmung des durch Teilentladungen am Eingang eines Messkreises erzengten Impulses den Kenngrossen des am Ausgang auf genommenen Impulses). În : Archiv für Elektrotechnik **53**, nr. 6, 170, p. 391–396.

Înregistrarea fidelă a impulsurilor ce caracterizează o descărcare parţială permite aprecierea corectă a solicitărilor dintr-un dielectric sau schemă de izolaţie. Din păcate evidenţierea acestor descărcări pe ecranul unui osciloscop suferă unele deformări datorită circuitelor intercalate între aparatul de înregistrare şi locul de defect, circuite care prin constantele lor de timp schimbă timpul de front al impulsului în sensul măririi lui, micşorîndu-i în schimb din amplitudine. Apare astfel o neconcordanţă între solicitarea reală din dielectric şi cea apreciată după caracteristicile impulsului, mult redus faţă de prima.

Se prezintă modelarea pe un calculator a circuitelor de măsură, ceea ce permite studierea transmisiei impulsului şi deformarea pe care o exercită fiecare etaj. Se pot stabili relaţii de calcul între mărimile de la intrarea şi ieşirea sistemului şi constantele circuitelor de măsură. Verificările făcute pe un calculator digital permit stabilirea unui criteriu de aproximare, confirmat de oscilogramele înregistrate.

Pe baza studiilor făcute, problema se poate simplifica în sensul comunicării unor indicaţii şi pentru cazul utilizării unor aparaturi industriale ale căror indicaţii se pot corecta şi menţine în cadrul unor precizii convenabile.

Fl. T.

CZ 621.313.32.016.352

Kaneff, S. şi A. Khtar, I. M. **Influenţa variaţiilor vitezei unghiulare a rotorului maşinii sincrone în studiile de stabilitate în regim tranzitoriu** (Influence of synchronous — machine-rotor angularvelocity variations in transient-stability studies. În : Proc. IEE, vol. **117**, nr. 8, aug. 1970, p. 1675—1682, 7 fig. 3 tabele.

Este cunoscut că fenomenul de histereză face ca, într-un circuit magnetic, fluxul să fie defazat faţă de tensiunea magnetomotoare cu un anumit unghi. Într-o maşină rotativă acest fenomen influenţează cuplul electromagnetic dar pînă în prezent ecuaţiile stabilite nu ţin seama de această influenţă pentru a simplifica calculele. Sînt cazuri, totuşi, în care infuenţa fenomenului de histereză asupra cuplului maşinii este agreabil. Pentru a rezolva astfel de cazuri a fost stabilită o metodă de calcul analitic prin care se determină caracteristicile puterii funcţiei de unghiul rotorului pentru o maşină sincronă, pentru care excitaţia este considerată constantă. Tensiunea la bornele generatorului este considerată, de asemenea constantă. Calculele efectuate cu ajutorul noii metodici arată că fenomeul de histereză creşte limita de funcţionare în regim stabilizat, putînd fi inclus în schema echivalentă a maşinilor prin modificarea valorilor rezistenţelor înfăşurării statorice atît pe axa directă cît şi pe axa în cvadratură.

T. C.

CZ 621.313.333.1.018.33

Oberetti, K. **Teoria armonicilor de cîmp în motoarele cu inele, luînd în consideraţie reacţiile multiple ale armăturilor.** (Field-harmonic theory of slip-ring motor taking multiple armature reaction into account). În : Proc. IEE, vol. **117**, nr. 8, august 1970, p. 1667—1674, 2 fig. 2 tabele.

Datorită existenţei crestăturilor, înfăşurarea statorului produce armonice de cîmp care, atunci cînd maşina funcţionează induc armonice de curent în rotor. Curenţii din rotor produc de asemenea armonici de cîmp, care induc armonici de curent în stator etc. Acest proces de interacţiune mutuală se termină după reacţia de armătură terţiară, atunci cînd nu există ramuri de înfăşurări, în paralel, şi după reacţia de armătură de ordinul patru, la maşinile la care există ramuri de înfăşurări, în paralel. După vechile metode de calcul poate fi neglijată chiar reacţia statorului asupra armonicilor de cîmp ale rotorului. Această presupunere simplifică calculul dar nu este acceptabilă. Volumul de calcul necesar pentru a determina efectele reacţiei multiple a înfăşurărilor creşte foarte mult, dacă se doreşte o precizie cît mai mare, conducînd la sisteme complexe de ecuaţii. Mijloacele actuale de rezolvare pentru astfel de sisteme de ecuaţii permit obţinerea unor informaţii ce prezintă aspecte cu totul noi în ceea ce priveşte pierderile suplimentare în sarcină, zgomotul magnetic, armonicile de curent în linie, sau determinarea diferenţei dintre comportarea unui motor cu conexiuni stea sau triunghi sau cu înfăşurări serie sau paralel. Ecuaţiile stabilite permit un calcul suficient de precis al mărimilor mai stabilite.

T. C.

CZ 621.314.2 *Transformatoare*

CZ 621.314.224.3—742.002.1

Hartmann H., Huovinen I. I. şi Koris chum, F. **Progrese realizate în construcţia transformatoarelor de curent de exterior.** (Progrés réalisés dans la construction des transformateurs de courent d'exterieur). In; Revue Brown Boveri, vol. **57**, nr. 6—7, iunie-iulie 1970, p. 277—288, 18, fig., 1 tab.

Nevoile pieţii au fost analizate prin numeroase studii determinate pentru alegerea gamei de curenţi nominali, de puteri şi pentru accesorii. Noua serie se bazează pe descripţiile CEI şi corespunde recomandărilor unor consumatori importanţi. În acest fel sînt satisfăcute cerinţele unei importante părţi a beneficiarilor posibili. Noua serie fost elaborată pentru tensiuni peste 52 kV, pînă la 170 kV şi curenţi între 200 şi 1600 A. Transformatoarele pot fi realizate cu două sau trei miezuri, de puteri 30, 90 şi 30 VA, în clasele de precizie 0,2 ; 5 P10 şi 5P20. Înfăşurările primare sînt adaptate pentru a obţine o stabilitate maximă la scurtcircuit. Pentru a realiza o izolaţie raţional dimensionată s-au făcut studii aprofundate privitoare la forma cămăşii exterioare de porţelan, cîmpul electric maxim, distribuţia şi repartiţia cîmpului electric prin straturi echipotenţiale corectarea efectului. de margine. Toate elementele constructive constituente au fost prevăzute cu o protecţie sigură împortiva coroziunii : cuva, şuruburile şi piuliţele sînt din oţel inoxidabil. Cazul transformatorului, în care are loc dilatarea uleiului şi se face comutarea prizelor, este prevăzut cu burduf elastic, care preia variaţiile de volum ale lichidului dielectric.

T. C.

CZ 621.314.224.3.088.22

Foord, R. T. **Transformatoarele de curent — o nouă metodă de măsurare a erorii** (Current transformers-new method of error mecasurement). În : Electrical Review, vol. **187**, nr. 15, 9 oct 1970, p, 513—514, 4 fig.

În prezent clasa cea mai înaltă de precizie pentru transformatoarele de curent are erori de $\pm$ 0,1% pentru o variaţia a curentului între 10 şi 125% I_N, în acelaşi interval eroarea dă unghi fiind de $\pm$ 5 min. Progresele realizate în materialele magnetice, izolante şi metodele de construcţie a făcut posibilă realizarea de transformatoare de curent avînd erori sub cele precizate mai sus. Dificultăţile de măsurare cu o astfel de precizie au fost depăşite prin aplicarea comparatorului de curent elaboart de N. L. Kusters. Comparatorul este un dispozitiv electromagnetic care are un raport cunoscut cu exactitate, ce nu depinde de valorile rezistenţelor ci de numărul de spire ale celor două înfăşurări, realizate pe un miez toroidal. Astfel, comparatorul constă dintr-un miez interior toroidal, bobinat din bandă, din material de înaltă permeabilitate magnetică (de exemplu supermiimetal), pe care este înfăşurată înfăşurarea de compensaţie. Peste înfăşurarea de compensaţie este realizat un circuit magnetic exterior, concentric cu primul, pe care se bobinează două sau mai multe înfăşurări de raport. Numărul de spire al înfăşurării de compensaţie este egal cu numărul de spire al înfăşurării secundare. Înfăşurările sînt separate prin ecrane magnetice şi electrostatice, realizate astfel încît să nu formeze spire în scurtcircuit, în jurul miezului. Funcţionarea comparatorului se bazează pe principiul echilibrului amperspirelor.

T. C.

CZ 621.315 *Transmisia energiei electrice*

CZ 621.315 : 621.3.015.38

Bertil thoren şi K. Leonard Carlsson. **Calculul supratensiunilor de manevră şi de origină atmosferică în sistemele de transmisie a energiei, cu ajutorul unor programe pe calculatoare numerice.** (A digital, Computer Program for the Calculation of Switching and Lighting Surges in Power Systems). În : Transf. of. AIEE, Pow App. and Syst. **PAS**—89, nr. 2, 1970, p. 212—218.

Creşterea continuă a tensiunilor de transport, ca şi necesitatea asigurării unei fiabilităţi corespunzătoare, impune o precauţiune deosebită în ceea ce priveşte analiza supratensiunilor atmosferice sau de comutaţie. Utilizarea maşinilor de calcul analogice şi digitale oferă soluţii pentru diminuarea

efectelor supratensiunilor; evident, maşinile digitale oferă un cîmp mai larg datorită posibilităţii de a varia mai convenabil parametrii sistemului.

Se indică cazurile studiate: supratensiuni de manevră asupra întreruptoarelor şi descărcătoarelor, propagarea undelor produse de descărcările atmosferice pe linii, scurtcircuite în faze iniţiale, anclanşarea transformatoarelor.

Sistemele de ecuaţii sînt prezentate pentru reţele complete sau divizate, de la care derivă firesc şi programele de calcul corespunzătoare. Este descris un algoritm „Transo II", destinat unei largi clase de fenomene.

Fl. T

CZ 621.316 *Distribuţia energiei electrice*

CZ 621.316.57.064.004.12

Steel, J. G. ş. a. **Performanţe statistice ale întreruptoarelor.** (Statistice of circuit-breaker performance). In Proc. IEE, vol. **117**, nr. 7, 1970, p. 1337—1345, 11 fig. 22 ref.

Fiabilitatea unui element important al reţelei, întreruptorul, face obiectul cercetătilor experimentale întreprinse de autori şi ale căror rezultate şi interpretări sînt comunicate în articol.

Experiementările efectuate, arată că performanţele întreruptorului au un caracter statistic fiind determinate nu numai de parametrii electrici (tensiunea de restabilire, timp de arc etc), ci şi de cinematica sistemului (contacte, mecanisme etc.), sau de mediul de străpungere (aer, ulei SF_6).

Se prezintă curbele de probabilitate pentru fiecare din aceste cazuri studiate, atît în scheme sintetice, cît şi naturale. Se comunică rezultatele obţinute şi în cazul întreruptoarelor cu poli multipli şi modul de interpretare a rezultatelor pentru această situaţie.

Informaţiile statistice obţinute permit furnizarea unor date interesante pentru constructor ca şi pentru inginerul de exploatare.

Fl. T.

CZ 621.317 *Tehnica măsurilor electrice*

CZ 621.317.444

Hubert Goddecke, **Măsurători de flux cu ajutorul unor magneţi auxiliari suplimentari** (Flussmessungen mit zusätzlichen Hilfs magneten) In: ETZ—A, nr. 5, 1970, 2 fig., 3 graf., 1 tablou.

Este descrisă o metodă de măsură a fluxului magnetului permanent în diferite puncte de funcţionare. Piesa care trebuie examinată se găseşte într-un jug de măsură din fier. Alimentarea se face printr-un impuls de curent intens. Jugul de măsură poate conţine şi un magnet permanent suplimentar reglabil. Se face astfel posibil ca punctul de lucru să poată fi ridicat pînă la B_r şi coborît pînă la BH_c. Sînt indicate curbe de etalonare pentru măsurarea lui H_c şi se dă la urmă un exemplu de control al calităţii statistice a lui H_c.

În general producătorii de magneţi garantează o valoare minimală a fluxului magnetic. Măsurarea fluxului se realizează printr-un jug de închidere cu un anumit antrefer. Dacă însă se cere o garanţie a remanenţei B_r sau o valoare minimă a cîmplui magnetic BH_c, se recurge la magneţi suplimentari, care fac posibile diferite puncte de lucru pe curba B, H. Dacă pozăm magnetul suplimentar în serie cu cel de examinat, atunci punctul de funcţionare este impus în sus pe curba de magnetizare iar dacă îl pune în paralel cu magnetul examinat, atunci punctul de lucru este coborît. Urmează descrierea jugului de măsură, compoziţia şi influenţele ei. În figura 1 este arătată în secţiune poziţia jugului de măsură în diferitele cazuri cu efectele lor (fără magneţi auxiliari, cu magneţi auxiliari în serie cu magneţii de cercetat sau probabil cu aceştia). În figura 2, este reprezentat în spaţiu întregul dispozitiv al jugului de măsură. Pentru ambele cazuri de montaj al magneţilor auxiliari (în serie sau în paralel) materialul lor cel mai avantajos s-a dovedit a fi coercitul 450. Se demonstrează apoi teoretic că sistemul cu jug de măsură şi magneţi auxiliari corespunde necesităţilor în diferitele puncte ale curbei B, H, presupunîndu-se că nu există scăpări ale fluxului şi neglijîndu-se pierderile magnetice de tensiune. Sînt explicate apoi măsurătorile remanenţei şi intensităţii cîmpului coercitiv. Cuajutorul unui grafic $B=f(H)$, sînt discutate diferitele puncte pe curbe de demagnetizare. Se arată apoi un exemplu de măsurare a intensităţii cîmpului coercitiv realizat cu dispozitivele din figurile 1 şi 2

Rezultatele sînt redate de un nou grafic. În încheiere este redat controlul statistic al intensităţii cîmpului coercitiv.

Gh. C

ANIVERSĂRI

Comemorarea Centenarului nașterii lui N. Vasilescu—Karpen

La 9 octombrie 1970, a avut loc în Aula Academiei R.S. România sub auspiciile Academiei R.S.R., a Ministerului Învățămîntului și a Comisiei Naționale Române pentru UNESCO, Ședința Solemnă consacrată comemorării Centenarului nașterii eminentului om de știință, care a fost Nicolae Vasilescu-Karpen.

Ședința a fost prezidată de Academician Remus Răduleț, vicepreședinte al Academiei RSR, care a rostit cuvîntul de deschidere, omagiind memoria aceluia care a fost N. Vasilescu-Karpen. Au urmat discursurile unora dintre foștii elevi ai lui V. Karpen.

Prof. M. Marinescu a vorbit despre viața și opera științifică arătînd că Vasilescu-Karpen a abordat variate domenii ale științelor fizice și tehnice aducînd contribuții substanțiale. Dintre problemele tratate sînt de semnalat următoarele: reacția magnetică a indusului mașinilor electrice, sborul planat, aderența oțelului la beton în betonul armat, identitatea de comportare a sarcinilor electrice în mișcare și a curentului electric, presiunea osmotică, explicarea fenomenelor magnetice fără a face să intervină masa magnetică, distribuția liniilor de inducție magnetică, telefonia prin curenți purtători etc. În afara acestor probleme sînt de menționat rezultatele cercetărilor proprii de laborator și teoriile emise, dintre care unele cu un caracter categoric novator, așteptînd încă confirmări și completări. Din această categorie sînt de menționat: noua teorie a pilelor electrice, electronul solvatat, fenomenul difuziunii compensate, efectul Volta, supratensiunea în electroliză, pilele „K", trecerea curentului fără electroliză prin electroliți, anomalia pilei Grove, origina cîmpului magnetic terestru.

În ultimul timp, ipoteza electronilor solvatați în electroliți, emisă cu 40 de ani în urmă de N. Vasilescu-Karpen, și-a găsit corespondent în teoria modernă a „polaronului" și, ca o consecință a prezenței acestei quasiparticule, a fost creată noua ramură științifică, radio-chimia.

Contribuția adusă științei ne îndreptățește a-l considera pe N. Vasilescu-Karpen un deschizător de drumuri noi.

Profesorul Ion S. Antoniu a vorbit despre rolul lui N Vasilescu-Karpen în organizarea învățămîntului tehnic superior în țara noastră arătînd că la inițiativa și sub îndrumarea lui s-a trecut de la învățămîntul tehnic superior organizat sub forma vechii școli de Poduri și Șosele, la învățămîntul multilateral, corespunzător noului stadiu al tehnicei în România, organizat sub formă de Politehnică, instituție pe care, după crearea ei în 1920, a condus-o ca rector timp de 20 de ani, pînă la retragerea sa la pensie.

Politehnica a creat cadre tehnice de nivel superior în disciplinele: construcții, electricitate-mecanică, mine și metalurgie, chimie industrială și silvicultură.

N. Vasilescu-Karpen a participat la activitatea a o serie de instituții științifice, îndeosebi a Academiei Române al cărei membru a fost și a Societății Politehnice. De asemenea a activat în Asociația Generală a Inginerilor din România AGIR fiind și președintele ei pe o anumită perioadă.

Un rol deosebit de îndrumare a activității tehnice din țară l-a avut ca președinte al Consiliului Tehnic superior, care funcționa în cadrul Ministerului Lucrărilor Publice, cum și ca membru în consiliile de conducere ale unor mari întreprinderi publice precum: Căile Ferate Române și Uzinele Comunale București.

Profesorul Constantin Dinculescu a prezentat activitatea lui N. Vasilescu-Karpen, ca inginer, reamintind lucrările principale la care a participat: tunelul de la Berești, prima stație de telegrafie fără fir de la Băneasa, cu o putere de 2 kW în antenă, prin care la începutul războiului din 1916 se ținea legătura cu posturile franceze de telegrafie fără fir de la Paris (Turnul Eifel), de la Lyon etc.

Despre activitatea didactică a vorbit profesorul Alexandru Popescu care a ilustrat cu exemple unele dintre caracteristicile lui N. Vasilescu-Karpen, ca profesor. Cursul său de electricitate și electrotehnică era de-o claritate deosebită și în același timp de o concizie remarcabilă. Rezultat al unor meditații profunde asupra fundamentelor acestei științe și asupra metodelor celor mai adecvate de expunere a fenomenelor și legilor care le guvernează, cursul său a avut o structură originală, mult apreciată.

Valoarea sa ca profesor o dovedesc realizările elevilor săi, tehnice și științifice, dintre care unele de un nivel deosebit.

Dar N. Vasilescu-Karpen a fost și profesorul apropiat de studenți, preocupîndu-se de problemele privind traiul lor, viața studențească și pregătirea de specialitate.

Ca încheiere a acestei ședințe comemorative, delegatul general al Societății Franceze a Electricienilor, domnul general Victor Bertrand, a dat citire textului alocuțiunii Președintelui acestei societăți, domnul Maurice Magnien din care reproducem paragrafele principale.

Domnia sa s-a ocupat de teza de doctorat pe care N. Vasilescu-Karpen a susținut-o la Paris, la începutul acestui secol și care consta în demonstrarea experimentală riguroasă a echivalenței curentului electric de conducție cu sarcini electrice în mișcare. „În fapt, ca urmare a frumoasei experiențe a lui Rowland, din 1876, această îndentitate părea a fi demonstrată.

Acest savant făcînd să se rotească, cu mare viteză, un disc de ebonită încărcat, între 2 armături fixe din sticlă, aurită superficial, constată devierea unui ac magnetic. În realitate, experiența lui Rowland s-a lovit de probleme tehnice serioase și era de dorit de a o confirma prin alte măsurători eliminînd mai bine diferitele influențe parazite. Lecher în 1884, Himstedt în 1889 nu au obținut rezultate mai convingătoare. Rowland însuși repetînd experiențele împreună cu Hutchinson, în 1889, a obținut o nouă confirmare prin rezultate pozitive deși de un ordin de mărime foarte mic. Problema părea deci rezolvată. Întîmplarea a făcut însă ca în 1900, Crémieu, elev al lui Lippmann, să refacă experiențele, înlocuind acul magnetizat cu o bobină și să încarce și să descarce periodic discul învîrtitor la potențiale succesive pozitive și negative în scopul de a induce f.e.m. în bobină. Dar această metodă teoretic mai precisă decît aceea a lui Rowland, a dat rezultate nule sau chiar negative.

Seriozitatea aparentă a experiențelor lui Cremieu și importanța problemei, a făcut ca cei mai mari savanți, contemporani, H. Poincaré și Lord Kelvind, să situeze problema printre cele mai importante ale lumii cercetătorilor electricieni ale începutului acestui secol.

În acest moment se situează Teza lui V. Vasilescu Karpen, căruia i se cerea în contextul istoric amintit, să confirme experiențele lui Rowland, Hutchinson și Pender, precizînd efectul măsurat și din punct de vedere cantitativ. Mai trebuia de asemenea să se stabilească dacă sarcina electrostatică antrenată odată cu discul poate să alunece pe acesta sub influența reacției bobinei induse, astfel după cum raționamentul lasă să se întrevadă. În fine trebuia explicat rezultatul negativ al experienței lui Crémieu. N. Vasilescu-Karpen a trebuit să depășească dificultățile întîmpinate de predecesorii săi, sporind cu cel puțin un ordin de mărime importanța efectului de măsurat, față de manifestările perturbatoare.

Originalitatea experienței sale constă în ideile următoare: pentru a folosi fenomenul inducției în locul acului magnetic, în scopul de a măsura efectul magnetic, își adaptează experiența pentru măsurători la frecvența curentului industrial de 42 Hz, la acea epocă. El introduce bobina detectoare într-un circuit rezonant, ceea ce permite sporirea considerabilă a randamentului energetic al transferului de energie dintre disc și detector. Acest montaj permite eliminarea influențelor aperiodice sau avînd frecvențe diferite de aceea a rețelei de alimentare. Această experiență permite totodată, pentru prima oară, efectuarea unor calcule relativ comode.

Esenţialul dispozitivului folosit este următorul: discul antrenat mecanic cu mare viteză şi care poate fi după natural măsurătorilor, izolant metalizat, sau metalic de diferite grosimi, este încărcat faţă de armăturile fixe, cu o tensiune sinusoidală. Bobina receptoare, este coaxială cu discul şi face parte dintr-un circuit acordat. Aparatul de măsură este un galvanometru cu cadru mobil, permiţînd detectarea unor curenţi foarte slabi; cum un astfel de instrument este insensibil la curentul alternativ, se foloseşte un redresor sincron extrem de ingenios, constituit dintr-o lamă oscilantă între 2 perechi de contacte, puse în mişcare de către un motor sincron, a cărui fază poate fi reglată printr-un decalaj variabil pe arborele de antrenare; astfel galvanometrul poate măsura curentul indus, iar efectele parazite sincrone şi avînd faze diferite (datorite cîmpurilor transformatorilor din vecinătate şi altor cauze diverse) vor fi reperate separat şi compensate, acordînd dispozitivul în mod succesiv, prin tatonări, pe faza fiecăreia dintre ele.

Realizarea montajului este extrem de îngrijită. O reflexiune aprofundată asupra tuturor cauzelor perturbatoare posibile, a stat la baza alegerei aparatelor de măsurare şi la aranjamentul lor în montaj. Optimizarea caracteristicilor electrice ale circuitelor, este remarcabil calculată. Cauzele de erori neeliminate sînt estimate şi discutate cu cea mai mare rigoare. Experienţa, cu mult mai precisă decît ale contemporanilor, dovedeşte în mod definitiv existenţa unui cîmp magnetic creat de sarcini electrice în rotaţie. Ea permite în plus, graţie unor circuite de comparaţie, efectuarea unor măsurători cantitative, stabilind echivalentul electrocinetic al sarcinilor în rotaţie; o valoare vecină, de 3.10^{10}, este astfel găsită pentru raportul dintre unităţile de intensitate a sistemelor de unităţi e.s. şi e.m."

Confirmarea obţinută prin experienţa lui N. Vasilescu-Karpen apărea într-o perioadă în care teoria electromagnetismului stabilise o sinteză completă a electrostaticii, a electrodinamicii şi a magnetismului, dar gîndirea ştiinţifică era preocupată de natura „electricităţii" şi de aceea rezultatele obţinute prin acea experienţă îşi au un loc deosebit în ştiinţă.

„Karpen, ne apare, de-a lungul întregului Memoriu, ca un experimentator de mare talent, care a ştiut să se degajeze de fenomenele parazite care erau introduse, în mod inevitabil, de aparatele pe care le avea la dispoziţie; stăpîneşte instrumentul matematic, iar în discuţiile de o mare rigoare asupra rezultatelor pe care le prezintă, iese în evidenţă ingeniozitatea spiritului său.

Teza sa pune punctul final în problema identităţii curentului electric cu deplasarea sarcinilor în mişcare.

Numele maeştrilor săi, Henri Poincaré, pentru fizică matematică, Gabriel Lippmann, pentru electricitate teoretică şi care a prevăzut puterea de pătrundere a elevului său, Henri Moissan, pentru chimie, anticipează întreaga carieră a acestui cercetător, care onorează deopotrivă ambele noastre ţări.

Pot să afirm fără exagerare că, începînd din 1904, N. Vasilescu-Karpen se situează printre marii oameni de ştiinţă europeni".

CRONICĂ

Decernarea titlului de "Doctor Honoris Causa" profesorului ing. ALEXANDRU NICOLAU

La data de 9 octombrie 1970 comisia desemnată de Ministerul Învățămîntului și avînd componența :

Prof. dr. doc. Plauțius Andreescu	IPT
Prof. dr. doc. Remus Răduleț	IPB
Prof. dr. doc. Ion Antoniu	IPB
Prof. dr. ing. Mihai Brașovan	IPT
Prof. dr. ing. Toma Dordea	IPT

a analizat activitatea profesională deosebită desfășurată de prof. Al. Nicolau și a hotărît să i se confere titlul de doctor honoris causa.

Revista „Electrotehnica" consecventă preocupărilor sale meritorii de a face cunoscute evenimente deosebite din viața electrotehnicienilor, a solicitat ICPE-ului prezentarea figurii profesorului ing. Alexandru Nicolau, motiv pentru care Institutul își exprimă gratitudinea sa, cu atît mai mult cu cît personalitatea sa și-a găsit valența maximă în ICPE, de ale cărui realizări nu poate fi rupt.

Prof. ing. Al. Nicolau s-a născut la 14 februarie 1889 la Iași. Șef de promoție al unui liceu cu tradiții deosebite (Liceul internat din Iași), el termină cursurile în anul 1908 și intră ca student la școala Națională de Poduri și Șosele din București, pe care a absolvit-o în 1913, cînd a primit diploma de inginer. Obținînd în același an, prin concurs, o bursă acordată de Academia Română, a urmat studii la Școala Superioară de Electricitate din Paris, după absolvirea căreia a căpătat, în anul 1914, o a doua diplomă, de inginer electrician, domeniu căruia i-a consacrat întreaga sa activitate ulterioară.

După întoarcerea în țară, în același an, a lucrat pînă în 1916 ca inginer la Societatea Comunală a Tramvaielor din București, unde a participat la proiectarea noilor linii electrificate.

Declanșarea primului război mondial îl pune în fața altor probleme importante inginerești, cum sînt acelea privind organizarea unui centru de telegrafie fără fir la Iași, centru care să fie legat de armatele aliate din apus, prin postul Tour Eiffel.

Deși nu dispunea de materiale corespunzătoare, a reușit ca, în timpul record de o lună să realizeze postul cu aparatură improvizată în țară și acesta a funcționat în condiții bune timp de trei ani, asigurînd legătura de care aveau nevoie armatele țării. Pentru această realizare tehnică importantă pentru desfășurarea operațiunilor de război, i s-a conferit Ordinul „Steaua României "în gradul de cavaler.

În 1923 inginerul Alexandru Nicolau a fost numit profesor titular la Catedra de Mașini Electrice a Politehnicii din Timișoara, unde a profesat neîntrerupt cursul de mașini electrice pînă în anul 1947. În această perioadă a pregătit cu competență și succes în domeniul arătat 24 de promoții de studenți, care au avut ca ingineri o contribuție esențială la realizarea unor lucrări de o importanță fundamentală pentru dezvoltarea industrială a țării. În acel timp a înființat și organizat laboratorul de Mașini electrice al Politehnicii din Timișoara, l-a echipat cu utilajul necesar pentru ca studenții să poată obține o pregătire completă din punctul de vedere practic. Echipat doar cu utilaj mai complex și numeros, spre a satisface cerințele actuale, laboratorul realizat de profesorul Al. Nicolau a devenit laboratorul actual al Institutului Politehnic din Timișoara. Cursul său de mașini electrice, elaborat în două volume și profesat la Facultatea de electromecanică, precum și cel de „Aplicații ale electricității în industria minieră" profesat la Facultatea de mine, au fost auxiliare prețioase pentru studenți, în munca lor de însușire temeinică a cunoștințelor științifice în aceste domenii. În tot acest timp, exemplul personal al profesorului Alexandru Nicolau în privința punctualității la toate formele de învățămînt și a exigenței atît față de persoana sa, cît și față de studenți, la prelegeri, proiecte, lucrări de laborator și examene a ajuns proverbial.

Realizările tehnice ale profesorului Alexandru Nicolau în domeniul electricității încep în anul 1926, cînd a ocupat funcțiunea de director al Uzinei Electrice a Municipiului Craiova, care fusese instalată în anul 1896 și echipată cu mașini de curent continuu. În cei zece ani, cît a lucrat în această calitate, a efectuat în condiții grele, lucrările de modernizare a uzinei, printre care trecerea acesteia aproape în întregime la curent alternativ, extinderea și reorganizarea rețelei de distribuție, ceea ce a permis dezvoltarea orașului.

În anul 1936, a fost numit director al Companiei Generale de Electricitate — AEG — București, unde a activat pînă în 1944, cînd întreprinderea a fost preluată — după o perioadă de tranziție — de Statul Român și a devenit întreprinderea „Electrotehnica". Printre lucrările sale tehnice din această perioadă se remarcă printre altele instalarea ferry-boat-ului Giurgiu-Rusciuc, dublarea substației electrice Obor, București și executarea substației Titan, București, nou înființată, cu comandă automată la distanță.

Sarcinile puse industriei electrotehnice de opera de electrificare a țării, după înființarea întreprinderii Electrotehnica, au permis profesorului Alexandru Nicolau, să desfășoare o prodigioasă activitate de creație tehnică : a proiectat și realizat transformatoare de 3 MVA—6 kV și 6 MVA—10 kV, electromotoare antiexplozive de 125 kW la 750 rot/min, solicitate de industria minieră, precum și generatoare sincrone de 25 kVa, 220/380 V la 1 000 rot/min, în total aproape, 1 000 de exemplare.

Instalarea noului furnal de 700 m³ de la Hunedoara și modernizarea furnalului de la Calan, suflantele de la „Uz. 23 August" au impus realizarea ca unicate a unor mașini care prin caracteristicile lor constituiau premiere pentru un constructor de mașini (puteri, turații, construcții). Cu multă ingeniozitate, inițiative curajoase, inginerul Alexandru Nicolau a găsit soluțiile optime și mijloacele pentru a realiza în condițiile acelor ani, asemenea tipuri de mașini.

Ingeniozitatea în soluții a fost, dacă se poate spune așa, una dintre pasiunile sale, pasiune rezultată din înțelegerea corectă a etapei pe care a parcurs-o, nedispunînd de mijloacele pe care noi, electrotehnicieni mai tineri, dispunem azi, și în care, doar prin „idee" se putea răzbate.

Astfel, atunci cînd Uzinele Hunedoara au solicitat un motor cu două viteze, pentru acționarea Skifului, cu raportul între viteze de 500/125, la cuplu constant, cu termen de livrare de 6 luni, pentru care firmele străine, solicitate, ceruseră un termen de livrare de 18 luni, inginerul Alexandru Nicolau, utilizînd un motor UMEB pentru fabrici de ciment a construit în termen de 6 luni un motor cu inele colectoare, cu două înfășurări în stator și două în rotor, cu înfășurări fracționare, neutilizate la mașinile de inducție, care a avut toate caracteristicile solicitate și funcționează și în prezent. Cînd, în 1952, Ministerul Chimiei a solicitat un redresor de 1000 kW la 10 kV pentru cracarea gazului metan colectivul condus de profesorul Alexandru Nicolau utilizînd materiale indigene, cu excepția cîtorva tiratroane a reușit să construiască redresorul care a funcționat ani de zile în condiții extrem de grele și colectivul a fost distins pentru această realizare cu Premiul de Stat.

La toate aceste lucrări, profesorul Alexandru Nicolau a participat direct nu numai la concepție și proiectare ci și la urmărirea îndeaproape a realizării, dînd dovadă de inițiativă și clarviziune în aprecierea posibilităților, de mare putere de muncă și de mobilizare a colaboratorilor.

Cînd industrializarea țării a pus electrotehnicii românești probleme tot mai complexe, nu se putea să nu se facă apel la experiența vastă, acumulată în domeniul proiectării și construcției mașinilor electrice de profesorul Alexandru Nicolau. Astfel, la proiectarea primului hidrogenerator pentru centralele de pe Bistrița-aval, fiind solicitat de specialiști, a pus în evidență cea mai favorabilă soluție care a și fost adoptată și a dat asistență tehnică la punerea în funcțiune. De asemenea, cînd pentru a se acoperi lipsa unei puteri electrice de 8 000 kW în rețeaua de 20,8 Hz a uzinelor Reșița, trebuia cuplată acea rețea cu rețeaua de 50 Hz, iar specialiștii uzinei se opriseră asupra soluției de cuplaj rigid cu mașini sincrone, profesorul Nicolau a arătat că acel cuplaj duce la deficiențe serioase în exploatare și a arătat avantajele sistemului semi-elastic, de cuplaj cu motor asincrone și generator sincron, soluție pe care a recomandat-o ca singura posibilă în condițiile date și care a și fost adoptată de către uzină. Pentru executarea acelei instalații și pentru modul în care s-a comportat în exploatare, colectivul de proiectanți și executanți a fost distins cu Premiul de Stat clasa I.

Director al primului institut electrotehnic din țara noastră, începînd din anul 1950, el ocupă în toată această perioadă pînă astăzi funcții de conducere, recunoaștere a calităților sale tehnice și organizatorice.

Receptiv la soluțiile și tehnicile noi care apar, a fost inițiatorul deschiderii unor noi domenii din profilul ICPE, cum este acela al climatizării ,al acționărilor speciale, al aparatajului electrotehnic, al utilizării comutației statice în cercetările ICPE.

Aceeași inventivitate, adaptată mijloacelor moderne contemporane, o simțim și astăzi toți aceea care în decursul anilor au avut cinstea de a-i fi elevi, colaboratori și apoi colegi, în rezolvarea unor probleme atît de complexe și care simțim în permanență „surprizele" pe care ni le rezervă întotdeauna în stabilirea unei soluții.

Autor a numeroase brevete, anul 1970 îl găsește în pragul definitivării altei lucrări „mașină electrică unipolară", caracterizată printr-o mare simplitate constructivă, siguranță în funcționare. Prototipul va avea aplicații deosebite în domeniul tracțiunii, soluția dată avînd prioritate față de cele date de alți constructori.

Datorită capacității și experienței sale tehnice, profesorul ing. Alexandru Nicolau este unul din cei 10 membri ai Consiliului Științific pentru Sistemul hidroenergetic Porțile de Fier, membru al unor subcomitete CEI, al altor consilii științifice.

Pentru rezultatele de mare importanță ale activității sale, desfășurată pentru soluționarea unor probleme majore de știință și tehnică, profesorul Al. Nicolau a fost distins cu Ordinul Muncii clasa a doua în 1953, cu Ordinul Muncii clasa întîi în 1966 și cu Premiul de Stat în 1955.

Conferirea titlului de Doctor honoris causa, de către un for științific recunoscut, cum este Institutul politehnic din Timișoara, este o recunoaștere a activității marcante depuse de prof. ing. Al. Nicolau în dezvoltarea electrotehnicii românești, activitate pe care i-o dorim în continuare, tot atît de rodnică.

Dr. ing. *Florin Tănăsescu*

Tîrgul de primăvară de la Leipzig

În primăvara acestui an (14—23 martie 1971), la tradiționalul Tîrg de primăvară, se întîlnesc la Leipzig circa 9 500 expozanți din 65 de țări, cu cele mai noi produse ale industriei constructoare de mașini și a bunurilor de larg consum.

Organizată sub lozinca „Pentru comerț mondial și progres tehnic" ediția din acest an a Tîrgului de primăvară de la Leipzig are menirea să aducă o contribuție însemnată la dezvoltarea relațiilor de coexistență pașnică și la adîncirea colaborării internaționale a tuturor statelor. Acest tîrg dobîndește o însemnătate deosebită și prin faptul că el se ține cu numai cîteva săptămîni înaintea celei de a 25-a aniversări a întemeierii Partidului Socialist Unit German a Congresului al VIII-lea al acestuia.

De asemenea trebuie subliniat faptul că țările socialiste au o foarte largă participare la acest tîrg și anume : din suprafața de expunere netă de 350 000 m² aproape 285 000 m² revin celor 6 500 expozanți din țările socialiste dintre care 245 000 m² cu 4 200 expozanți ai țării gazdă.

Sectoarele industriale cele mai larg reprezentate și care formează punctele de atracție principale ale acestui Tîrg de primăvară sînt : construcția de mașini-unelte ; electrotehnică și electronică ; construcția mașinilor grele, a mașinilor pentru industria alimentară, textilă și a mașinilor de ambalat ; industria metalurgică ; tehnica transportului etc.).

În ramura electrotehnică/electronică participă, pe o suprafață de peste 33 000 m², firme de prim rang din 22 de țări. Printre acestea se găsesc firme cu renume mondial, ca. Maşpriborintorg și Énergomaşinexport din Uniunea Sovietică ; E.M.A. și Élektromontz din Polonia ; Kovo din R.S.C. ; Elektroimpex din Ungaria ; Elektroimpex din Bulgaria ; Maşinexport din România ; Minel și Iskra din Jugoslavia ; Compagnie Générale d'Électricité și Fédération Nationale des Industries Électroniques din Franța ; Olivetti din Italia ; ASEA din Suedia ; Siemens, BBC și Nosch din RFG ; International Computers și GEC-Elliott Automation din Marea Britanie ; ACEC din Belgia ; Ataka, Nissho-Iwai și Jeolco din Japonia ; Elin-Union din Austria ; IMB și Sperry Rand din SUA, iar din țara gazdă RDG întreprinderile de stat Carl Zeiss Jena, Kabelwerk Oberspree și combinatele Robotron și Zentronik.

Țara noastră și-a extins în măsură însemnată suprafața ei de expunere la Tîrgul de primăvară, din acest an, de la Leipzig. O suprafață de aproximativ 1 900 m² a expoziției va fi ocupată de standuri pe ramuri și de birouri de informații și de tratative.

Peste 90 la sută din produsele românești expuse la Tîrg provin din ramuri tehnice. În pavilionul 12 din incinta Tîrgului, întreprinderea Maşinexport prezintă 19 tipuri de mașini-unelte, standul acestei ramuri fiind mai mare decît în anii precedenți și cuprinde mașini universale de găurit, strunguri de precizie, mașini de rectificat filete, prese, mașini de găurit și frezat orizontal. În afară de acestea, Maşinexport participă și în ramura electrotehnică/electronică (pavilionul 18), unde se expun motoare electrice, transformatoare și diferite tipuri de aparate de sudură. Lista exponatelor întreprinderii Electronum este la fel de voluminoasă. Ea cuprinde, între altele, elemente de automatizare, produse pentru radio și televiziune precum și mașini de calculat electrice și electronice. În pavilionul 2, Metalimport oferă o privire de ansamblu asupra programului de export al industriei metalurgice române. Această întreprindere de comerț exterior înlesnește cu ajutorul imaginilor informarea despre uzinele siderurgice ale țării noastre.

Impresionantă este și oferta română pe terenul, în aer liber, de 530 m² acoperiți cu exponate din ramura mașinilor de construcții și instalațiilor de transport.

Tîrgul de primăvară 1971 de la Leipzig va confirma și de această dată rolul său de piață mondială, centru comercial Est-Vest și loc important al comparației internaționale tehnico-științifice a producției.

Ing. *M. Constantin*

SOMMAIRE

CD 621.3.012.8 : 538.531.21 : 516

Spinei, F. et *Măgureanu, R.* : **L'analyse topologique des circuits modifiables.**

Electrotehnica 19, no. 3, mars 1971, p. 77–81

On établit des relations topologiques, utiles dans le cas des circuits à paramètres modifiables, en vue du calcul des impédances équivalentes et de transfert. Les produits admitance-axe, admitance-bi-axe et admitance-tri-axe qui apparaissent dans ces relations pouvent être établies grâce à un programme commun et simple pour la détermination des axes. On considère ensuite le cas particulier des circuits en echelle, respectivement en polygone complet uniformes, ayant un coté modifiable.

CD 621.3.012.8 : 621.3.011.3 : 538.23

Popa, I. et *Bogoevici, N.* : **En ce qui concerne les circuits électriques qui contiennent des noyaux magnétiques à cycle de hystérésis quadrangulaire excités par des impulsions de courant.**

Electrotehnica 19, no. 3, mars 1971, p. 82–87

On présente certains aspects importants du calcul des circuits électriques qui contiennent des noyaux magnétiques à cycle de hystérésis quadrangulaire excités par des impulsions de courant : on insiste principalement sur le phénomène de rémagnétisation des noyaux.

CD 621.313.13–577.017.7

Bartzer, St : **Observations concernant l'utilisation en régime continu des moteurs électriques à régime nominal intermittant.**

Electrotehnica 19, no. 3, mars 1971, p. 88–92

Les moteurs électriques construits pour le régime intermittent (RI) peuvent être utilisés seulement d'une manière limitée en régime continu (RC). L'analyse du comportement de ces moteurs en régime continu (RC) mène à la conclusion que du point de vue thermique, certains moteurs à RI ne peuvent être utilisés en RC, pas même en marche à vide, pour ne pas dépasser l'échauffement admissible.

On établit les facteurs d'influence et on calcule les courbes de charge relative constante, qui assurent la détermination opérative de la charge admissible en RC et qui caractérisent en même temps les moteurs à RI non-applicables en RC. La valabilité pratique de la méthode de calcul présentée est confirmée expérimentalement. On analyse aussi la modification de la valeur du rendement.

CD 621.315.616.96 : 620.197.7

Kemeny, R. et *Niţescu, G* : **Un nouveau vernis à impregner pour l'industrie électrotehnique et pour l'industrie constructice de machines.**

Electrotehnica 19, no. 3, mars 1971, p. 93–96

On décrit un nouveau vernis à impregner, indigène, utilisé dans l'industrie électrotechnique et celle des construction des machines. On présente les essais effectués et les résultats obtenus, en vue de remplacer le vernis à impregner importé, du type SIB 199– Isola, avec le vernis indigène fabriqué par ,,Policolor'' et dénommé vernis supervoltateur série 5281.

CD 621.3.014.31 :621.3.064.2

Sasu Mimi : **Le rôle de l'arc électrique dans le processus d'interruption.**

Electrotehnica 19, no. 3, mars 1971, p. 96–104

L'article offre une image du stade actuel des connaissances concernant l'arc électrique considéré comme un phénomène qui accompagne l'interruption des circuits électriques. Après une présentation sommaire des caractéristiques de l'arc électrique on analyse les principaux phénomènes qui ont lieu lors de l'extinction de l'arc de courant continu et de courant alternatif, tout en mettant en évidence l'importance des phénomènes dans le voisinage du passage par zero du courant de l'arc.

CD 621.317.39 : 621–752 : 538.632

Heler, A. et *Daba, D.* : **L'enregistrement de certaines vibrations mécaniques l'aide du traducteur Hall, réalisé avec du matériel semiconducteur indigène..**

Electrotehnica 19,no. 3, mars 1971, p. 105–108

On rélève la possibilité de l'utilisation de l'effet Hall des matériaux semiconducteurs à l'enregistrement des vibrations mécaniques. Les auteurs présentent le traducteur réalisé et utilisé à cet effet, les résultats expérimentaux obtenus ainsi que les avantages que ce traducteur présente en comparaison avec d'autres types utilisés dans la tehnique.

THÈSES DE DOCTORAT ● RÊFÊRATS ● CHRONIQUE

CONTENTS

DC 621.3.012.8 : 538.531.21 : 516

Spirei, F. and *Măgureanu, R.*: **Topological analysis of circuits with alterable parameters.**

Electrotehnica **19**, nr. 3, March 1971, p. 77–81

The authors establish topological relations for calculation of equivalent and transfer impedances to be used for circuits with alterable parameters. The products tree-admittance, doubletree-admittance and trebbletree — admittance which appear in these relations can be set up by a simple common program of tree determination. The paper considers the particular case of stepcircuits, of complete, uniform polygons, respectively, with one alterable side.

DC 621.3.012.8 : 621.3.011.3 : 538.23

Popa, I and *Bogoevici, N.*: **Calculation of electric circuits containing magnetic cares with rectangular hysteresis cycle excited by current impulses.**

Electrotehnica **19**, nr. 3, March 1971, p. 82–87

The paper presents the main aspects of the calculation of electric circuits which contain magnetic cares with rectangular hysteresis cycle excited by current impulses, laying stress on the care re-magnetization phenomenon.

DC 621.313.13–577.017.7 =

Bartzer, St : **Observations on the utilization of intermittent regime electric motors operated on continuous duty.**

Electrotehnice **19**, nr. 3, March 1971, p. 88–92

Electric motors designed for intermittent regime (RI) can be run on continuous duty only over a determined period of time. The analysis of the behaviour of these motors operated on continuous duty shows that certain intermittent regime motors cannot be run on continuous duty — not even idle running — seeing that this would exceed permissible heating.

The author sets up the influence factors, calculating the constant load curves which ensure determination of permissible load under continuous duty and characterize, at the same time the intermittent regime motors that cannot be operated on continuous duty. The calculation method has been confirmed experimentally.

The paper analyses also the alterations occurring in productivity.

DC 621.315.616.96 :620.197.7

Kememy, R. and *Niţescu, G.*: **A. new impregnation laequer for electric engineering and machine building industry.**

Electrotehnica **19**, nr. 3, March 1971, p. 93–96

The paper describes a Romanian — made impregnation lacquer designed for electric engineering and machine building industry due to replace the imported SIB 199 — Isola varnish. The authors present the tests carried out with this home — made << 5281 Supervoltator lacquer >>.

DC 621.3.014.31 : 621.3.064.2

Sasu Mimi : **The role of electric arc in the breaking process.**

Electrotehnica **19**, nr. 3, March 1971, p. 96–104

The paper offers a general picture of the present stage of Knowledge regarding the electric arc as a phenomenon accurring when electric circuits are broken. After a succinct presentation of the characteristics of the electric arc, the author analyses the main phenomena which take place when direct or alternating current arc is, extinguished, emphasizing the importance of the phenomena adjoining the zero passage of the arc current.

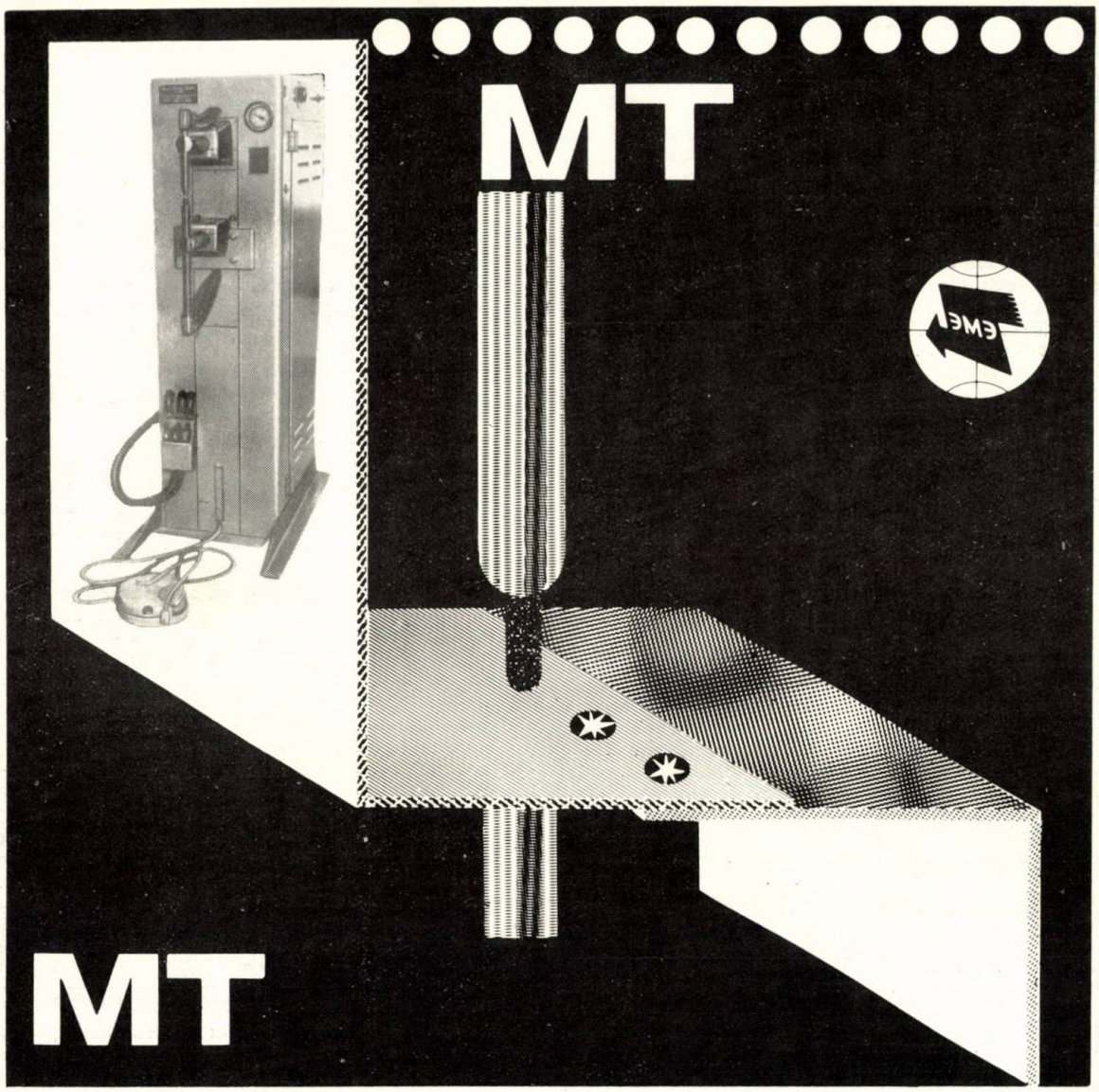
DC 621.317.39 : 621–752 : 538.632

Heler A. and *Daba, D.* : **Recording of mechanical vibrations by Hall transducer achieved with home-made semiconductive material.**

Electrotehnica **19**, nr. 3, March 1971, p. 105–108

The paper points out the possibility to use Hall effect of semiconductive materiales for recording of mechanical vibrations. The authors present the transducer devised to this end, the experimental results, and the advantages offered by this apparatus in comparison with other types of transducers.

DOCTORATE THESES. ● ABSTRACTS ● CHRONICLE.



ENERGOMACHEXPORT

MAŞINI DE SUDAT PRIN PUNCTE SERIA MT

(cu utilizare generală în industrie)

Sînt indispensabile pentru sudarea tablei din oţel cu conţinut redus de carbon şislab aliat.

Se remarcă prin greutate şi dimensiuni reduse la instalarea lor nefiind necesară o fundaţie specială.

Regulatorul electronic de timp cu care sînt echipate asigură sudarea automată la regimul necesar cu reglarea secvenţelor de sudare şi întrerupere.

Printre particularităţile constructive, se pot menţiona cursa şi ecartamentul electrozilor reglabili, comanda pneumatică sau prin pedală a presiunii electrozilor cu inerţie redusă.

Caracteristici tehnice principale ale maşinii

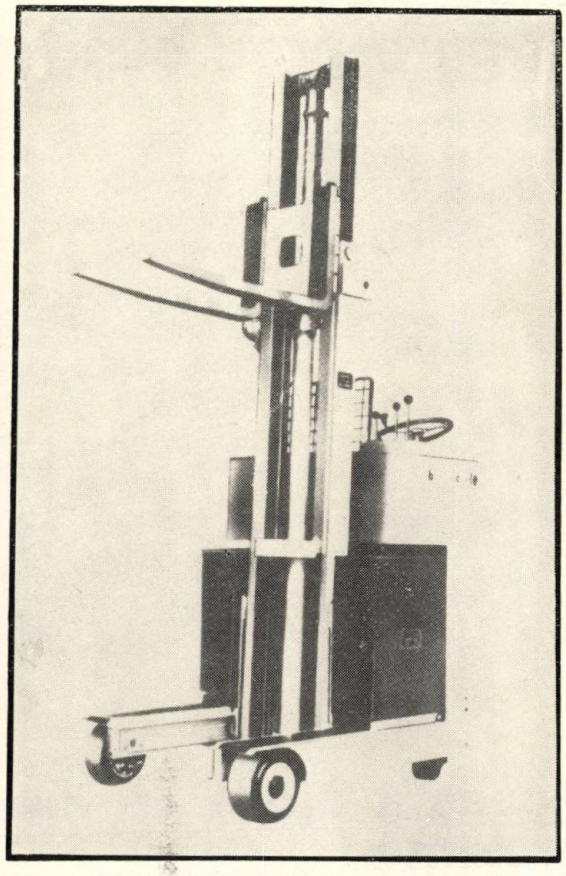
Model	MT—501	MT—601	MT—602	MT—1 207	MT—1 607	MT—2 507
Puterea nominală, kVA	9,2	14,2	14,2	54	86	170
Grosimea pieselor de sudat, mm	0,2+0,2 ÷1+1	0,2+0,2 ÷2+2	0,2+0,2 ÷2+2	0,5+0,5 ÷5+5	0,8+0,8 ÷6,5+6,5	1,2+1,2 ÷10+10
Performanţe, puncte/min	30	30	150	200	200	150
Greutate, kgf	210	215	215	425	440	615

Alimentarea maşinilor MT se face de la sectorul de curet alternativ a cărui tensiune şi freqvenţă trebuie specificate în comandă.

Exportator: Energomachexport 35, str. Mosfilmovskaia Moscova, V—330, URSS Telex: 255

PUBLICOM

balkancar



UN EXCELENT MIJLOC TEHNIC ESTE LA ÎNDEMÎNA DUMNEAVOASTRĂ

Pentru a vă asigura serviciile celui mai corespunzător, alegeţi-l din vasta gamă a produselor „BALKANCAR".

ELECTROCARE

elevatoare universale pentru înălţime de ridicare mare, cu palete,
elevatoare cu platformă pentru înălţimi reduse, tractoare, cu benă basculantă.

CĂRUCIOARE CU MOTOR TERMIC

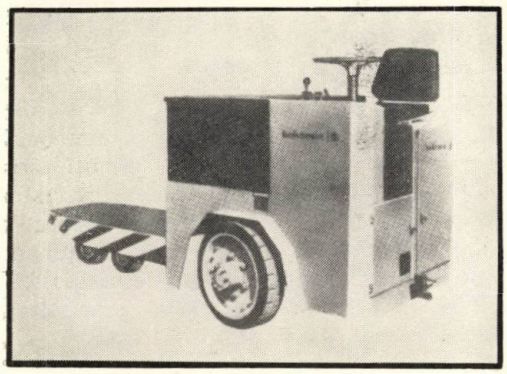
elevatoare universale pentru înălţimi mari, cu platformă sau benă basculantă, la alegere: cu motor diesel sau cu benzină.

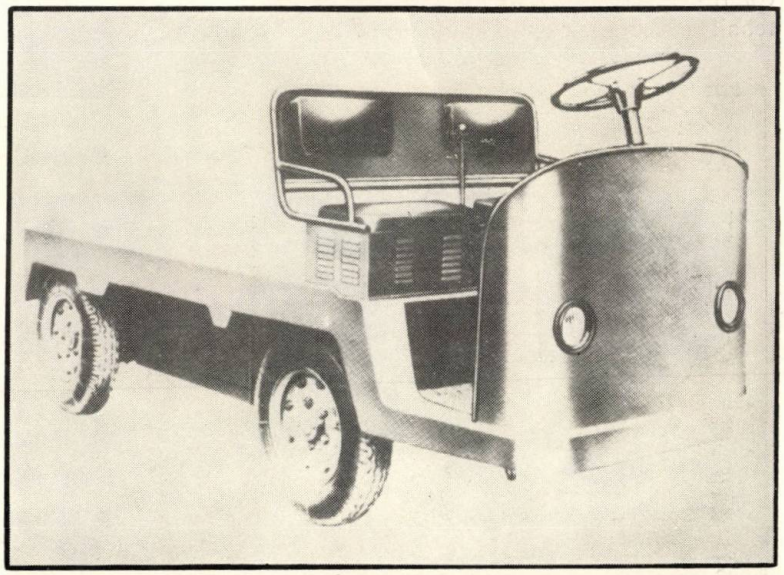
Maşinile realizate de „BALKANCAR" prezintă avantajul asigurării asistenţei tehnice şi a pieselor de schimb necesare.

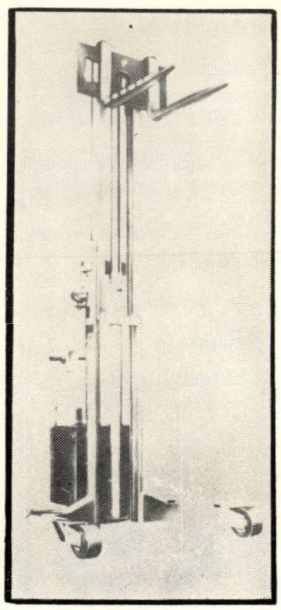
Pentru orice informaţie sau cerere de ofertă, vă rugăm a vă adresa la:

BALKANCARIMPEX, Direcţia „Export"

Bulgaria, Sofia
56, str. Alabin
Telex: 022386
Telegrame: Balkancarimpex — Export Sofia.



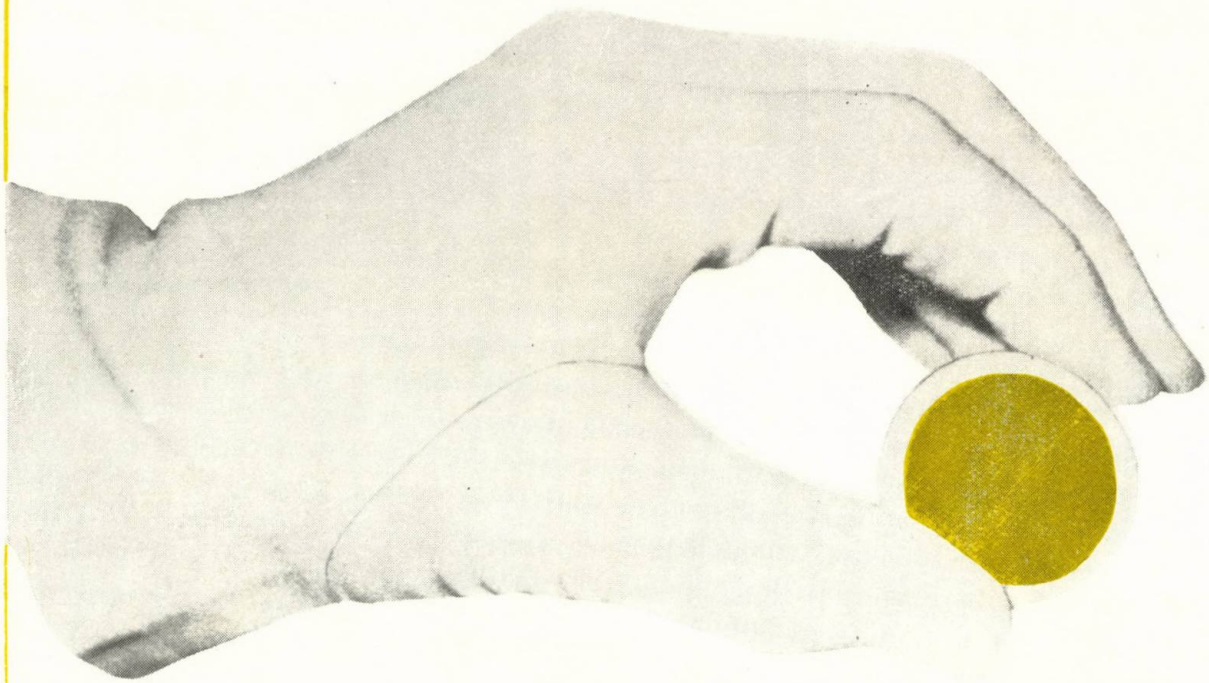




balkancar

PUBLICOM

Semiconductorii ASEA sînt oare prea buni?



Această diodă cu cristal prezintă

un curent continuu direct de 900 A
o tensiune anodică inversă de 2000 V
un curent tranzitoriu de vîrf maxim de 17,000 A

Performanță senzațională, nu este așa? Tiristoarele și diodele de putere nu pot fi, totuși, niciodată prea bune. Cu cît este mai mare puterea ce poate fi transmisă de micul element de siliciu, cu atît vor fi mai corespunzătoare — din punct de vedere tehnic și economic — soluțiile obținute.

Noile dispozitive cu răcitor (în spate) bilateral. Din stînga: tiristor cu timp de restabilire a circuitului comutat foarte scurt (curent de regim de 650 A) și diodă de mare putere (curent direct de 900 A).

Publicom

ASEA se află de mult timp în frunte în domeniul semiconductorilor de mare putere și al utilizării lor în cadrul convertizoarelor. Ultimele realizări ASEA în acest domeniu vor contribui probabil la dezvoltarea substanțială a întregului sector al electronicii de putere. S-a dovedit că este posibil de exemplu, să se mărească cu 90% capacitatea de încărcare cu curent, atît pentru tiristoare cît și pentru diode.

Pentru specialiști:

Noile dispozitive sînt

- O gamă de tiristoare cu curent de regim pînă la 650 A și tensiuni inverse pînă la 2000 V. Curent tranzitoriu de vîrf 13,000 A.
- O gamă de diode cu curent direct pînă la 900 A și tensiuni anodice inverse pînă la 3000 V. Curent tranzitoriu de vîrf 17,000 A.
- Un tiristor de tip inversor cu curent de regim de 280 A și cu un timp de restabilire a circuitului comutat de 20, 30 sau 60 μs. Acest dispozitiv este cu totul indicat pentru convertizoarele de frecvență.

Noile dispozitive posedă

- Instalație de răcire bilaterală ca accesoriu normal (prețul pe kW este de aproximativ jumătate față de instalația de răcire simplă).
- Noi carcase cu dielectric suficient, rezultînd valori mari pentru tensiunile de străpungere.
- Control garantat 100%.

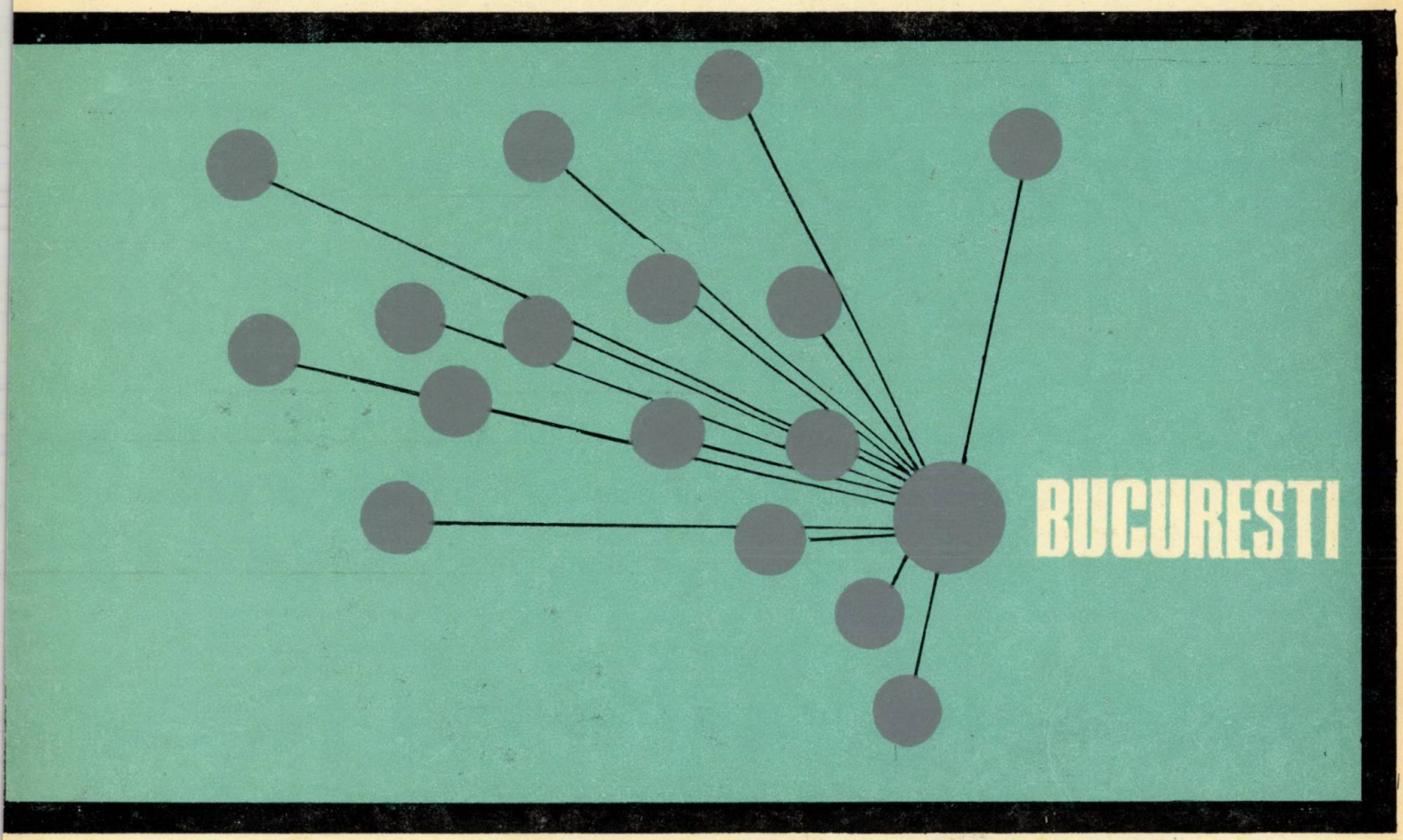
ASEA

VÄSTERÅS • SWEDEN

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

N'oubliez pas DE RENOUVELER VOTRE ABONNEMENT À LA REVUE POUR L'ANNÉE 1971. ADRESSEZ-VOUS À CETTE FIN SOIT DIRECTEMENT À

LIBRI—P.O.B 134—135, BUCAREST/ROUMANIE,



soit aux entreprises suivantes:

BULGARIE
Hemus
Bul. Russki 6 — Sofia

TCHÉCOSLOVAQUIE
Artia ve Smeckach 30 — Prague I

R. D. ALLEMANDE
Deutscher Buch Exp. u. Import
Leninstrasse 16, Leipzig 701

POLOGNE
Ruch. Ul. Wronia 23 — Varsovie

U.R.S.S.
Mejdunarodnaia Kniga
Moscou — G 200

GRANDE BRETAGNE
Collet's Holdings Ltd.
Denington Estate
Wellingborough Northants

AUTRICHE
Globus Buchvertrieb
Salz Gries 16 — Vienne XX

FRANCE
Messageries de la Presse Parisienne
111 Rue Réaumur — Paris 2

R. F. D'ALLEMAGNE
Kubon et Sagner
8 München 34

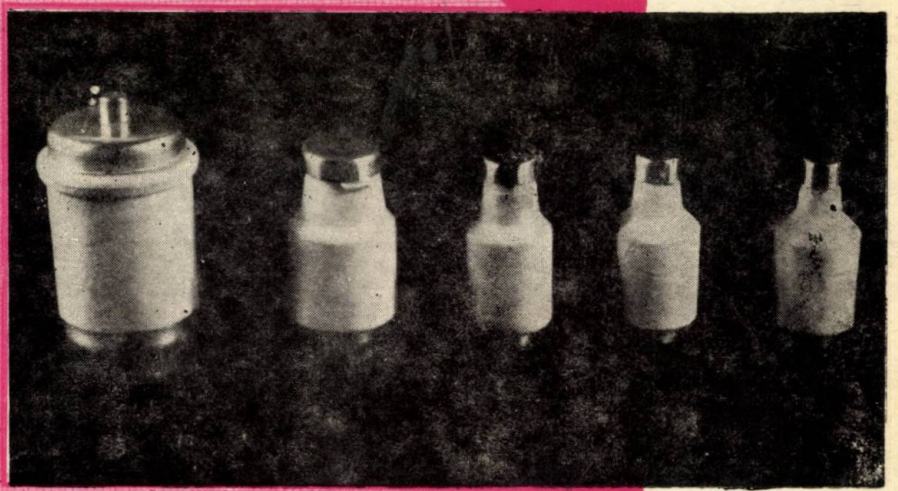
1971 JUN 2

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICA

DIN BUCUREŞTI • BD. T. VLADIMIRESCU 45—47 • TELEFON 31.41.00

Intenţionaţi desigur să vă diversificaţi produsele pe care le fabricaţi, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranţă, că vă puneţi problema caracterizării unor materiale pe care le utilizaţi în producţie, pe care aţi dori poate să le înlocuiţi cu altele mai bune sau mai ieftine !



Poate nu vă este indiferentă calitatea şi fiabilitatea produselor Dvs, doriţi standuri şi metode de încercări care să vă dea în orice moment, indicaţii asupra nivelului tehnic la care aţi ajuns cu produsele !

Exportaţi produse ? Vreţi să ştiţi ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizaţi să reziste corect la climatele cele mai diferite

La toate aceste întrebări, ca şi la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare şi Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE), care în această perioadă îşi întocmeşte planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

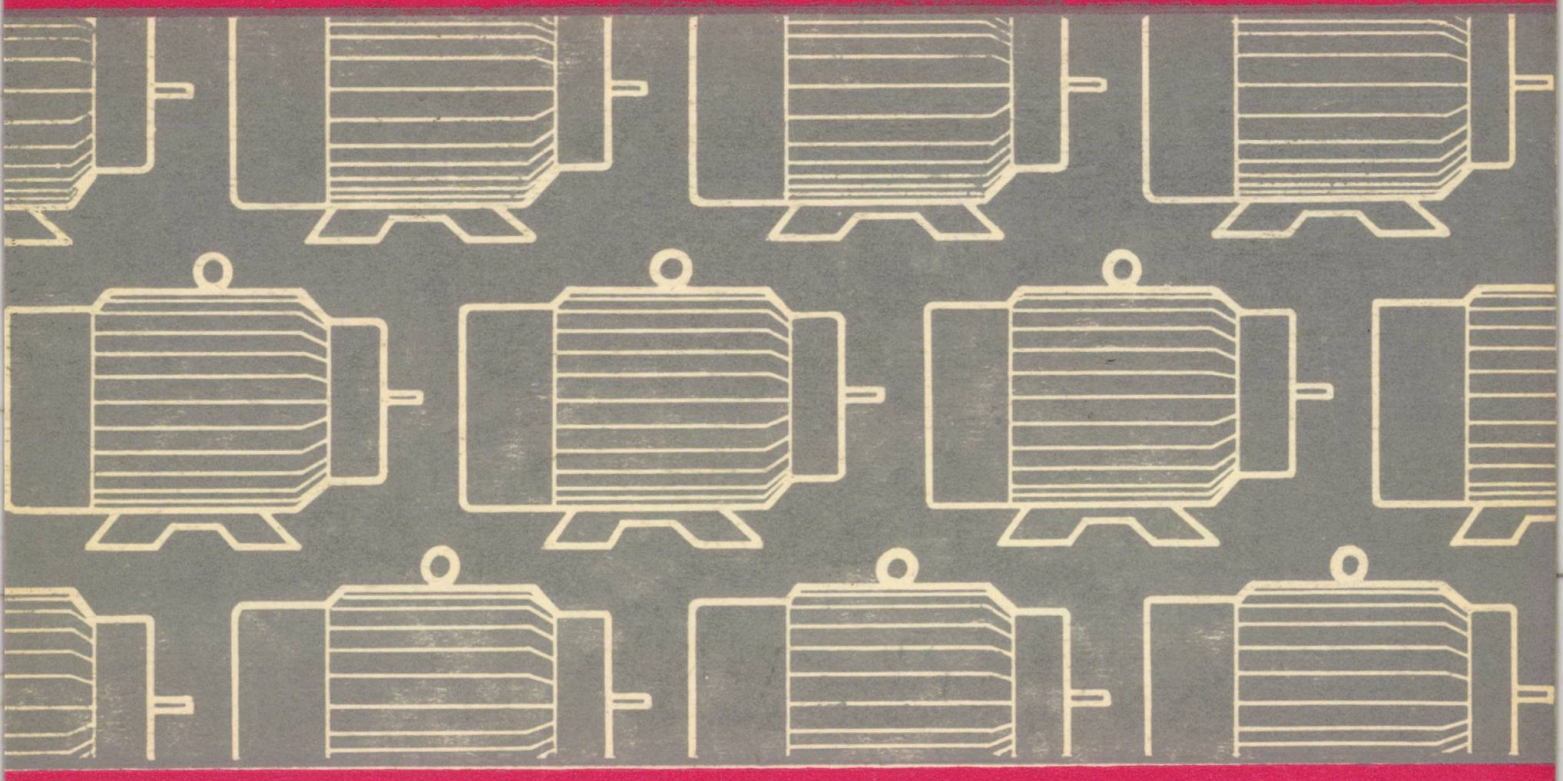
Institutul dispune de aparatură şi standuri de încercări moderne, specialişti de înaltă calificare, ateliere proprii de construcţii prototipuri, o experienţă de 20 de ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteţi să i-o acordaţi.

Telefonaţi la: 31.41.00.

E. 2040

04

ELECTROTEHNICA



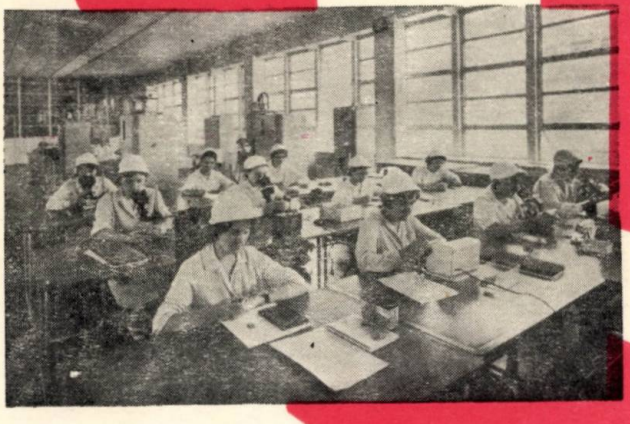
ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 19 • Nr. 4 • APRILIE 1971

4

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI—BĂNEASA

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32, ROMÂNIA – BUCUREŞTI II TELEFON 33.38.30 – TELEX 011203 CONT VIRAMENT 300.60.200 BNRSR S. II.

IPRS BĂNEASA



PIESE RADIO

Rezistoare cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare polistiren
Condensatoare poliester metalizat
Condensatoare hîrtie metalizată
Condensatoare hîrtie, pentru echipament auto
Condensatoare hîrtie, pentru startere
Condensatoare hîrtie, pentru antiparazitare
Condensatoare hîrtie, pentru telefonie
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Tranzistoare cu germaniu de joasă frecvenţă
– de mică putere
– de medie putere
– de putere
Tranzistoare cu germaniu de înaltă frecvenţă
– de mică putere
– drift
Tranzistoare de putere
Diode de semnal şi comutaţie cu contact punctiform
Diode redresoare cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
– de mică putere
– de putere
Diode stabilizatoare de tensiune cu siliciu, de mică putere
Fotodiode cu germaniu

Vă rugăm să consultaţi cataloagele noastre.
Cabinetul tehnic, telef. 33.38.30/152.

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI – BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC ● STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ● BUCUREŞTI ● SECTORUL 2

I.6718/72 MIL-Ae 8579
Dobrescu,D.

Módszer rendszerek üzembiztonságának vizsgálatára.

1972 ÁPR 2 1

Electrotehnica,19.k.1971.4.sz.
p.117-121

Onó/N Villip.K.I.

72.IV.6. 616061

72. 4. 28.

ELECTROTEHNICA

Anul 19 Nr. 4, pag. 117—155 aprilie 1971

CUPRINS

CZ 621.312.004.6

Dobrescu, D. : **Metodă de analiză a unor structuri din punctul de vedere al fiabilităţii (siguranţei în funcţionare)**
Electrotehnica 19, nr. 4, aprilie 1971, p. 117—121

Se rezolvă o problemă de analiză a unor structuri din punctul de vedere al fiabilităţii acestora, prin aflarea limitelor parametrilor de fiabilitate a componentelor unei scheme cînd se cunoaşte nivelul de fiabilitate ce se doreşte a fi atins.

În prima parte se analizează cazul structurilor serie şi paralel, generalizîndu-se apoi la o structură pentru analiza schemelor electrice ale podurilor rulante de 5—50 tf.

CZ 621.313.361.002

Popescu, I. : **Construcţia şi caracteristicile funcţionale ale motorului universal U—35.**
Electrotehnica 19, nr. 4, aprilie 1971, p. 121—127

Se prezintă studiul principalelor caracteristici ale motorului monofazat cu colector pentru curent alternativ.

Pe baza cercetărilor şi experimentărilor întreprinse de autor se prezintă analiza modului de realizare în producţia curentă a acestui tip de motor. Legat de această analiză se prezintă şi o serie de concluzii unele din ele avînd caracter de recomandare.

CZ 621.317.716.082.73.001.24

Horţopan Viorica : **Folosirea funcţiilor de transfer la determinarea criteriului de calitate al dispozitivelor de măsură pentru curenţii cu variaţie rapidă.**
Electrotehnica 19, nr. 4, aprilie 1971, p. 128—133

Criteriul de calitate la măsurarea mărimilor electrice cu variaţie ultra rapidă este definit prin timpul de răspuns la excitaţia treaptă. În acest articol se determină criteriul de calitate al dispozitivului de măsură a curentului, care conţine şuntul coaxial, circuitul de măsură şi osilograful catodic, pe baza funcţiei de transfer a circuitului.

CZ 621.335.222.025.1.002/3

Moisescu, M. şi *Bădulăţeanu, Tr.* : **Locomotiva electrică 060-EA de 5100 kW pentru curent alternativ monofazat de 25 kV, 50 Hz.**
Electrotehnica 19, nr. 4, aprilie 1971, p. 134—140

Se descrie locomotiva electrică 060—EA de 5100 kW fabricată la uzinele Electroputere — Craiova făcîndu-se o prezentare cuprinzătoare a părţilor ei componente a caracteristicilor tehnice şi a performanţelor de exploatare atinse.

Pentru tînărul inginer
CZ 621.318.33.001.5

Dinculescu, P. **Studiul experimental al fluxurilor magnetice în electromagneţii de curent alternativ monofazat la întrefier minim.**
Electrotehnica 19, nr. 4, aprilie 1971, p. 140—147

Datorită neliniarităţii circuitului magnetic în zona întrefierului, studiul pentru poziţia închis (la întrefier minim) în cazul electromagneţilor de curent alternativ monofazat, prevăzuţi cu spiră ecran, poate fi efectuat numai prin modelare pe un calculator analogic. Pornind de la un studiu teoretic, efectuat într-o lucrare anterioară, se urmăreşte verificarea experimentală, pe un electromagnet realizat pe baza datelor introduse în calcul, a rezultatelor obţinute cu ajutorul calculatorului. Sînt analizate metodele de investigare a fluxurilor din zona întrefierului şi este prezentată instalaţia experimentală. Rezultatele experimentale obţinute sînt apropiate de cele determinate prin calcul.

RECENZII 148
REFERATE 149—155
SCURTE ŞTIRI 155

Abonați-vă
la
reviștele:
CONSTRUCȚIA
DE MAȘINI
ELECTROTEHNICĂ
AUTOMATICA
ȘI
ELECTRONICĂ

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.312.004.6

Добреску, Д.: **Метод анализа некоторых структур с точки зрения их надежности в работе**
Electrotehnica 19, N°. 4, апрель 1971, стр. 117–121

Решается вопрос анализа некоторых структур с точки зрения их надежности путем определения пределов параметров надежности составляющих схемы, в случае когда известен уровень требуемой надежности.
В первой части анализируется случай последовательных и параллельных структур, которые затем обобщаются в структуру для анализа электрических схем мостовых кранов в 5—50 тс.

ДК 621.313.361.002

Попеску, И.: **Конструкция и функциональные характеристики двигателя U — 35**
Electrotehnica 19, No. 4, апрель 1971, стр. 121–127

Исследованы основные характеристики однофазного коллекторного двигателя переменного тока.
На основе исследований и испытаний, проведенных автором, проводится анализ способа осуществления в текущем производстве двигателя этого типа. В связи с анализом делается также ряд выводов, причем некоторые из них имеют характер рекомендаций.

ДК 621.317.716.082.73.001.24

Хортопан Виорика: **Применение передаточных функций при определении критерия качества измерительных приборов для быстро изменяющихся токов.**
Electrotehnica 19, No. 4, апрель 1971, стр. 128–133

Критерий качества при замере электрических величин с ультрабыстрой вариацией определяется временем ответа на ступенчатое возбуждение. В статье определяется критерий качества прибора для замера тока, содержащего соосный шунт, измерительную цепь и катодный осциллограф, на основе передаточной функции цепи.

ДК 621.335.222.025.1.002/3

Мойсеску, М. и *Бэдуляцяну, Тр.*: **Электровоз 060—ЕА в 5100 квт для однофазного переменного тока в 25 кв, 50 гц.**
Electrotehnica 19, No. 4 апрель 1971, стр. 134–140

Описывается электровоз 060—ЕА в 5100 квт, осуществленный на заводе „Electroputere" в гор. Крайова, с подробным изложением его составных частей, технической характеристики и достигнутых показателей.

Для молодого инженера

ДК 621.318.33.001.5

Динкулеску, П.: **Экспериментальное исследование магнитных потоков в электромагнитах однофазного переменного тока при минимальном воздушном зазоре.**
Electrotehnica 19, No. 4, апрель 1971, стр. 140–147

Вследствие нелинейности магнитной цепи в зоне воздушного зазора, исследование при замкнутом положении (при минимальном воздушном зазоре) в случае электромагнитов однофазного переменного тока, предусмотренных витковым экраном, можно произвести лишь путем моделирования на аналоговой вычислительной машине. Исходя из теоретического исследования, проведенного в предыдущей работе, проводится экспериментальная проверка результатов, полученных при помощи вычислительной машины на электромагните, осуществленном на основании введенных расчетных данных. Анализируются методы изыскания потоков в зоне воздушного зазора и описывается экспериментальная установка. Полученные экспериментальные результаты приближенные к результатам расчета.

РЕЦЕНЗИИ 148
ДОКЛАДЫ 149–155
КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ 155

INHALT

DK 621.312.004.6

Dobrescu, D.: **Untersuchungsmethode gewisser Strukturen bzgl. Betriebssicherheit.**
Electrotehnica 19, H. 4, April 1971, S. 117–121

Es wird ein Analysisproblem gewisser Strukturen vom Standpunkt ihrer Betriebssicherheit gelöst und dies durch Feststellung der Grenzwerte der Betriebssicherheitsparameter der Komponenten eines Schemas bei Kenntnis des zu erreichenden Wertes der Betriebssicherheit.

Im ersten Teil untersucht man den Fall der Reiben — und Parallestrukturen und verallgemeinert dies für eine Struktur zur Untersuchung elektrischer Schemen der Laufkrane für 5. . .50 t.

DK 621.313.361.002

Popescu, I.: **Bau und Betriebseigenschaften des Motors U — 35.**
Electrotehnica 19, H. 4, April 1971, S. 121–127

Angegeben wird das Studium der Haupteigenschaften des Einphasen — Kollektormotors für Wechselstrom.

Auf Grund der vom Verfasser ausgeführten Forschungen und Untersuchungen wird die Erzeugungsanalyse der Verwirklichung bei der laufenden Fertigung dieser Motortype dargestellt.

Im Zusammenhang mit dieser Analyse zieht man auch eine Reihe von Schlüssen mit Empfehlungscharakter.

DK 621.317.716.082.73.001.24

Hortopan Viorica: **Anwendung der Uebertragungsfunktionen zur Bestimmung des Qualitätskriteriums bei Messvorrichtungen für Ströme hoher Wechselzahl.**
Electrotehnica 19, H. 4, April 1971, S. 128–133

Das Qualitätskriterium beim Messen elektrischer Grössen hoher Wechselzahl wird bestimmt durch die Ansprechzeit der Stufenerregung. In dem Aufsatz wird das Qualitätskriterium der Messeinrichtung des Stromes bestehend aus Koaxialshunt, Messkreis und Kathodenstrahloszillograph festgestellt und dies auf Grund der Uebertragungsfunktion des Kreises.

DK 621.335.222.025.1.002/3

Moisescu, M. und *Bădulăţeanu, Tr.*: **Die elektrische Lokomotive 060—RA, 5100 kW, für Einphasen — wechselstrom 25 kV, 50 Hz.**
Electrotehnica 19, H. 4, April 1971, S. 134–140

Man beschreibt die elektrische Lokomotive 060—RA, 5100 kW, ausgeführt bei den Elektrowerken Craiova durch Darstellung ihrer Bestandteile, ihrer technischen Eigenschaften und ihrer erreichten Betriebsleistungen.

Für den jungen Ingenieur

DK 621.318.33.001.5

Dinculescu. P.: **Versuchsstudium der magnetischen Flüsse in den Elektromagneten für Einphasenwechselstrom bei Mindestluftspalt.**
Electrotehnica 19, H. 4, April 1971, S. 140–147

Wegen des nichtlinearen magnetischen Flusses in der Zone des Luftspaltes kann das Studium für die Stellung "zu" (bei Mindestluftspalt) bei Elektromagneten für Einphasenwechseltrom mit Abschirmungsspule nur durch Modellierung auf einem Analogrechner vorgenommen werden. Ausgehend von einem theoretischen Studium, welches in einer früheren Arbeit ausgeführt wurde, verfolgt man den experimentellen Nachweis — auf einem Elektromagneten, der auf Grund der in die Berechnung eingeführten Daten verwirklicht wurdeder mit Hilfe des Rechners erzielten Resultate. Die Methoden zur Feststellung der Flüsse in der Luftspaltzone werden untersucht und die Versuchsinstallation wird beschrieben. Die erzielten Versuchsresultate nähern sich denen, die sich durch die Berechnung ergaben.

BUCHBESPRECHUNGEN 148
REFERATE 149–155
KURZ BERICHTET 155

SOMMAIRE

CD 621.312.004.6.

Dobrescu, D. : **Méthode d'analyse de certaines structures, du point de vue de la sureté pendant le fonctionnement.**
Electrotehnica 19, no. 4, avril 1971, p. 117–121

On résout un problème d'analyse de certaines structures du point de vue de leur sureté pendant le fonctionnement, en trouvant les limites des paramètres concernant la sureté pendant le fonctionnement de quelques schémas, lorsqu'on connaît le niveau de fiabilité que l'on désire atteindre.

Dans la première partie de l'article, on analyse le cas des structures série et parallèle, ensuite on généralise á une structure pour l'analyse des schémas électriques des ponts roulants de 5 à 50 tf.

CD 621.313.361.002.

Popescu, I. : **La construction et les caractéristiques de fonctionnement du moteur U–35.**
Electrotehnica 19, no. 4, avril 1971, p. 121–127

On présente l'étude des principales caractéristiques du moteur monophasé à collecteur pour le courant alternatif.

Basé sur les recherches et les expérimentations effectuées par l'auteur, on présente l'analyse de la manière dont on a réalisé dans la production courante, ce type de moteur.

On présente aussi, une série de conclusions qui dérivent de cette analyse, conclusions dont certaines ont un caractère de recommandation.

CD 621.317.716.082.73.001.24

Hortopan Viorica : **L'utilisation des fonctions de transfert lors de la détermination du critère de qualité des dispositifs de mesurage des courants à variation rapide.**
Electrotehnica 19, no. 4, avril 1971, p. 128–133

Le critère de qualité lors du mesurage des valeurs électriques à variation rapide est défini par la durée de la réponse à l'excitation palier. Dans cet article, on détermine le critère de qualité du dispositif de mesurage du courant qui contient le shunt coaxial, le circuit de mesurage et l'oscillographe catodique, en se basant sur la fonction de transfert du circuit.

CD 621.335.222.025.1.002/3.

Moisescu, M. et *Bădulăţeanu, Tr.* : **La locomotive électrique 060–EA de 5100 kW pour courant alternatif monophasé de 25 kV, 50 Hz.**
Electrotehnica 19, no. 4, avril 1971, p. 134–140

On décrit la locomotive électrique 060–EA de 5 100 kW, fabriquée par les usines Electroputere-Craiova, en faisant une présentation détaillée de ses parties componentes, des caractéristiques techniques ainsi que des performances atteintes au cours de l'exploitation.

Rubrique du jeune ingénieur

CD 621.318.33.001.5

Dinculescu, P. : **L'étude expérimentale des flux magnétiques dans les aimants électriques de courant alternatif monophasé dans un entrefer minime.**
Electrotehnica 19, no. 4, avril 1971, p. 140–147

Grâce à la non-liniarité du circuit magnétique dans la zone de l'entrefer, l'étude concernant la position „fermé" (en entrefer minime) dans le cas des aimants électriques de courant alternatif monophasé, équipés de spire écran, ne peut être effectuée que par modélage sur un calculateur analogiques. Prenant comme point de départ une étude théorique, effectuée dans un ouvrage antérieur, on poursuit la vérification expérimentale, sur un aimant électrique réalisé à base des données introduites dans le calcul, des résultats obtenus à l'aide du calculateur. On analyse les méthodes d'investigation des flux de la zone de l'entrefer et on présente l'installation expérimentale. Les résultats expérimentaux obtenus se rapprochent de ceux déterminés par le calcul.

COMPTES-RENDUS 148
RÉFÉRATS 149–155
BRÈVES COMMUNICATIONS. 155

CONTENTS

DC 621.312.004.6

Dobrescu, D. : **A Method of Analysing some Structures from the Viewpoint of Reliability (working Safety)**
Electrotehnica 19, nr. 4, aprilie 1971, p. 117–121

An analytical problem concerning some structures from the viewpoint of their reliability has solved by finding the limits of the reliability parameters of the components of a diagram when the reliability level to be reached is known.

The first part contains an analysis of the case of series and parallel structures, which is then generalised to a structure for the analysis of the electric diagrams of travelling cranes of 5–50 tf.

DC 621.313.361.002

Popescu, I. : **The Construction and Functional Characteristics of the U–35 Motor**
Electrotehnica 19, nr. 4, aprilie 1971, p. 121–127

A study concerning the main characteristics of the single-phase commutator motor for alternating current is presented.

On the basis of research work and experiments carried out by the author, one describes the way of achieving the current production of this type of motor.

In connection with this analysis, a series of conclusions are presented some of which having a character of recommendations.

DC 621.317.716.082.73.001.24

Hortopan Viorica : **The Use of Transfer Functions for Determining the Quality Criterion of the Measuring Devices for Rapid Variation Currents.**
Electrotehnica 19, nr. 4, aprilie 1971, p. 123–133

The quality criterion for measuring the electrical quantities with ultrarapid variation is defined by the answer time to the gradient excitation. In this paper are determined the quality criterion of the current measuring device, which contains the coaxial shunt, the measuring circuit and the cathode oscillograph, on the basis of the transfer function of the circuit.

DC 621.335.222.025.1.002/3

Moisescu, M. and *Bădulăţeanu, Tr.* : **The Electric Locomotive 060–EA of 5100 kW for Single-Phase Alternating Current of 25 kV, 50 Hz.**
Electrotehnica 19, nr. 4, aprilie 1971, p. 134–140

The electric locomotive 060–EA of 5100 kW manufactured at the Electroputere Works is described including a comprehensive presentation of its component parts, tehnical characteristics and exploitation performances reached.

The joung engineer's guide

DC 621.318.33.001.5

Dinculescu, P. : **The Experimental Study of the Magnetic Fluxes in the Single-Phase Alternating Current Electromagnets at Minimum Air Gap.**
Electrotehnica 19, nr. 4, aprilie 1971, p. 140–147

Due to the non-linearity of the magnetic circuit in the air gap area, the study for the closed position (at minimum air gap) in the case of single-phase alternating current electromagnets designed with screen turn, can be carried out only by modelling on an analogical computer. Starting from a theoretical study, conducted in a previous work, the experimental checking of the results obtained by means of the computer is followed on the basis of the data introduced into the calculus. The methods of investigating the fluxes in the air gap area are analysed and the experimental installation is described. The experimental results obtained are close to those determined by calculus.

REVIEWS 148
REPORTS 149–155
BRIEF INFORMATION 155

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 19 Nr. 4 București, aprilie 1971

Metodă de analiză a unor structuri din punctul de vedere al fiabilității (siguranței în funcționare)

DAN N. DOBRESCU* — București

CZ 621.312.004.6

Funcționarea corectă a unui echipament în timpul exploatării constituie unul din obiectivele principale ale fiabilității, dar trebuie să reprezinte în același timp și o preocupare de seamă a proiectării. Este cunoscut că există mai multe soluții de proiectare pentru un anumit echipament; alegerea soluției optime depinde în mare măsură și de asigurarea fiabilității respective.

Studiul fiabilității unui echipament complex (sistem), în stadiul de proiectare, comportă trei etape;

1) studiul preliminar al fiabilității tuturor variantelor tehnice posibile;

2) studiul detaliat al fiabilității variantei optime alese;

3) efectuarea încercărilor de fiabilitate asupra prototipului; compararea rezultatelor experimentale cu cele estimate în cadrul etapei a 2-a a acestui program.

Concluziile desprinse în urma încercărilor asupra prototipului pot atrage modificarea proiectului în părțile critice unde s-au produs defectări.

Aceste elemente mai puțin robuste pot fi prevăzute încă din etapele 1 și 2 ale programului, după criterii de fiabilitate cunoscute.

Primele două etape ale unui program de cercetare a fiabilității în stadiul de proiectare trebuie să se bazeze pe unele informații privind: schema de funcționare a respectivului echipament, solicitările electrice, mecanice și termice ale echipamentului din schemă și parametrii de fiabilitate ai elementelor componente.

Pentru evitarea defectelor frecvente, se obișnuiește simplificarea schemei (micșorarea numărului de elemente), aplicarea unui regim de subîncărcare a elementelor mai puțin fiabile sau folosirea unor elemente cu intensitate de defectare foarte mică. Deci în momentul alegerii subansamblurilor componente ale unui anumit tip de echipament, se pune problema cunoașterii pe lîngă parametrii funcționali și ai celor de fiabilitate (pe care cei mai mulți producători nu îi pun la dispoziția beneficiarilor decît la cererea acestora).

Prezenta lucrare își propune să rezolve problema alegerii componentelor unei anumite scheme date, pe baza admiterii unui anumit nivel de fiabilitate $P(t)^*$ pentru sistem.

Se consideră că fiecare componentă este definită, pe lîngă parametrii ei funcționali necesari îndeplinirii prescrise, și de parametrii de fiabilitate (λ_i — intensitatea de defectare și p_i — probabilitatea de funcționare fără defectare).

1. Estimarea limitelor pentru intensitățile de defectare ale elementelor componente ale unei scheme pentru un nivel de fiabilitate admis

Problema care se pune presupune determinarea limitelor inferioare ale probabilităților de funcționare ale fiecărei componente, astfel încît probabilitatea de funcționare a sistemului să fie cel puțin egală cu nivelul de fiabilitate admis.

1. 1. Structura serie. Problema enunțată revine la rezolvarea sistemului de inecuații [3]:

$$\prod_{i=1}^{n} p_i \geqslant (Pt) \qquad a_i \leqslant p_i \leqslant b_i \quad i = 1, \ldots n \qquad (1)$$

unde:

- p_i este probabilitatea de funcționare a componentei i;
- a_i — (respectiv b_i) — limita inferioară (respectiv superioară) a probabilității de funcționare a componentei i;
- n — numărul de componente ale schemei.

Pentru ca problema (1) să aibă sens, trebuie să admitem că $n \geqslant 2$ și $0 < P(t) < 1$.

---

* Matem. *D. Dobrescu* este cercetător științific la IPA.

* Aici, prin nivel de fiabilitate (siguranță în funcționare) se înțelege probabilitatea $P(t)$ ca pînă la un moment de timp dat t, schema să se găsească în stare de funcționare

Din forma sistemului (1.1) rezultă că condiția de compatibilitate a problemei enunțate, este :

$$P(t) \leqslant \prod_{i=1}^{n} b_i . \tag{2}$$

Dacă condiția (2) nu se realizează, nivelul de fiabilitate $P(t)$ nu poate fi atins.

Folosind unele elemente de geometrie analitică [1], se poate demonstra că, în cazul în care condiția (2) este adevărată, precum și dacă relația

$$\prod_{i=1}^{n} a_i \leqslant P(t) \leqslant \prod_{i=1}^{n} b_i \tag{3}$$

este îndeplinită, atunci pentru fiecare componentă j dată, soluția problemei enunțate este :

$$p_j \geqslant p^j_{inf\ s}, \tag{4}$$

unde :

$$p^j_{inf\ s} = \begin{cases} \dfrac{P(t)}{\prod\limits_{\substack{i=1 \\ i\neq j}}^{n} a_i} & \text{dacă condiția (6) este îndeplinită pentru o parte sau toți indicii } j ; \\ a_j , & \text{dacă condiția (6) nu este îndeplinită pentru o parte din indicii } j ; \\ b_j , & \text{dacă condiția (6) nu este îndeplinită pentru toți } j = 1, \ldots n ; \end{cases} \tag{5}$$

$$P \leqslant \left(\prod_{\substack{i=1 \\ i\neq j}}^{n} a_i \right) b_j , \quad j \in \{1 \ldots n\}. \tag{6}$$

Pe de altă parte, dacă condiția (2) este adevărată, precum și dacă relația :

$$P(t) \leqslant \prod_{i=1}^{n} a_i \tag{7}$$

este îndeplinită, atunci pentru fiecare componentă j dată, soluția problemei enunțate este :

$$p_j = a_j \qquad j = 1 , \ldots , n. \tag{8}$$

În ipoteza repartiției exponențial negative* pentru procesul de apariție a defecțiunilor, relațiile (2)—(7) devin :

$$\sum_{i=1}^{n} \lambda^i_{min} \leqslant - \frac{\ln P(t)}{t} \tag{2a}$$

$$\sum_{i=1}^{n} \lambda^i_{min} \leqslant - \frac{1}{t} \ln P(t) \leqslant \sum_{i=1}^{n} \lambda^i_{max} \tag{3a}$$

$$\lambda_j \leqslant \lambda^j_{sup\ s} \tag{4a}$$

$$\lambda^j_{sup\ s} = \begin{cases} - \dfrac{1}{t} \ln P(t) - \sum\limits_{\substack{i=1 \\ i\neq j}}^{n} \lambda^i_{max} , & \text{dacă condiția (6a) este îndeplinită pentru o parte sau toți indicii } j : \\ \lambda^j_{max} , & \text{dacă condiția (6a) nu este îndeplinită pentru o parte din indicii } j ; \\ \lambda^j_{min} , & \text{dacă condiția (6a) nu este îndeplinită pentru toți } j = 1, \ldots n \end{cases} \tag{5a}$$

$$- \frac{1}{t} \ln (P(t)) \geqslant \lambda^j_{min} + \sum_{\substack{i=1 \\ i\neq j}}^{n} \lambda^i_{max} \tag{6a}$$

unde s-a notat cu :

λ_j — intensitatea defecțiunilor componentei j ;
λ^j_{min} (respectiv λ^j_{max}) — limita inferioară (respectiv superioară) a intensității defecțiunilor componentei j.

De semnalat că, în cazul în care se dorește o repartizare proporțională a nivelului de fiabilitate, în condițiile în care relația (6 a) nu este îndeplinită pentru toți indicii $j = 1 \ldots n$, se poate utiliza formula :

$$\lambda^j_{sup\ s} = \lambda^j_{mni} + \Delta\lambda^j_{min},$$

unde :

$$\Delta\lambda^j_{min} = \frac{- \dfrac{1}{t} \ln P(t) - \sum\limits_{i=1}^{n} \lambda^i_{min}}{\sum\limits_{i=1}^{n} (\lambda^i_{max} - \lambda^i_{min})} (\lambda^j_{max} - \lambda^j_{min}).$$

1. 2. Structura paralel. Pentru structura paralel, problema enunțată revine la rezolvarea sistemului de inecuații :

$$\begin{cases} \prod\limits_{i=1}^{n} (1 - p_i) \leqslant 1 - P(t) \\ a_i \leqslant p_i \leqslant b_i \qquad i = 1, \ldots, n, \end{cases} \tag{9}$$

unde s-au folosit aceleași notații ca în cazul structurii serie.

Pentru ca problema (9) să aibă sens, trebuie să admitem că $n \geqslant 2$ și $0 < (P(t) < 1$.

Din forma sistemului (9) rezultă că condiția de compatibilitate a problemei enunțate (în cazul structurii paralel) este :

$$1 - P(t) \geqslant \prod_{i=1}^{n} (1 - b_i). \tag{10}$$

Dacă condiția (10) nu se realizează, nivelul de fiabilitate $P(t)$ nu poate fi atins.

Asemănător ca în cazul structurii serie, pentru structura paralel, se poate demonstra că,

* $p_j = e^{-\lambda_j t}$.

în cazul în care condiția (10) este adevărată, precum și dacă relația:

$$1-\prod_{i=1}^{n}(1-a_i)\leqslant P(t)\leqslant 1-\prod_{i=1}^{n}(1-b_i) \tag{11}$$

este îndeplinită, atunci pentru fiecare componentă j dată, soluția problemei enunțate este:

$$p_j \geqslant p^j_{inf\,p}, \tag{12}$$

unde:

$$p^j_{inf\,p}=\begin{cases}\dfrac{-1+P(t)+\prod\limits_{\substack{i=1\\ i\neq j}}^{n}(1-a_i)}{\prod\limits_{\substack{i=1\\ i\neq j}}^{n}(1-a_i)}, & \text{dacă condiția (14) este îndeplinită pentru o parte sau toți indicii } j;\\ a_j, & \text{dacă condiția (14) nu este îndeplinită pentru o parte din indicii } j;\\ b_j, & \text{dacă condiția (14) nu este îndeplinită pentru toți indicii } j.\end{cases} \tag{13}$$

$$P(t)\leqslant 1-\left[\prod_{\substack{i=1\\ i\neq j}}^{n}(1-a_i)\right](1-b_j),\quad j\in\{1,\ldots,n\}. \tag{14}$$

Pe de altă parte, dacă condiția (10) este adevărată, precum și dacă relația:

$$P(t)\leqslant 1-\prod_{i=1}^{n}(1-a_i), \tag{15}$$

este îndeplinită, atunci pentru fiecare componentă j dată, soluția problemei enunțate este:

$$p_j=a_j\ j=1,\ldots,n. \tag{16}$$

1. 3. Cazul general. Problema enunțată, pentru cazul general, revine la rezolvarea sistemului de inecuații:

$$\sum_{m=0}^{n}\left[\sum_{\{i,j\}}\prod_{i}p_i\prod_{j\neq i}(1-p_j)f_{i,\bar{j}}\right]\geqslant P(t)^{*} \tag{17}$$

$$a_j\leqslant p_j\leqslant b_j,$$

unde, în plus față de punctul 1.1, s-a notat cu:

$\{i,\ j\}$ — totalitatea combinațiilor ce se pot face cu m elemente ce funcționează corect și $(n-m)$ elemente ce nu funcționează corect $(m=0,1\ldots n)$ (totalitatea acestor combinații este 2^n;

$f_i,\ \bar{j}$ — probabilitatea condiționată ca schema să funcționeze corect, dacă m componente (ai căror indici sînt dați de i) din cele n componente funcționează corect, iar $(n-m)$ componente (ai căror indici sînt dați de j) nu funcționează corect.

Pentru ca problema (17) să aibă sens, trebuie să admitem că $n>1$, $0<P(t)<1$.

Din forma sistemului (17) rezultă că condiția de compatibilitate a problemei enunțate (în cazul general), este:

$$P(t)\leqslant\sum_{m=0}^{n}\left[\sum_{\{i,\bar{j}\}}\prod_{i}b_i\prod_{j\neq i}(1-b_j)f_{i,\bar{j}}\right]. \tag{18}$$

Dacă condiția (18) nu se realizează, nivelul de siguranță în funcționare $P(t)$ nu poate fi atins.

Asemănător cu expunerea precedentă, se poate demonstra că, în cazul în care condiția (18) este adevărată, precum și dacă relația:

$$\sum_{m=0}^{n}\left[\sum_{\{i,\bar{j}\}}\prod_{i}a_i\prod_{j\neq i}(1-a_j)f_{i,\bar{j}}\right]\leqslant P(t)\leqslant$$
$$\leqslant\sum_{m=0}^{n}\left[\sum_{\{i,\bar{j}\}}\prod_{i}b_i\prod_{j\neq i}(1-b_j)f_{i,\bar{j}}\right], \tag{19}$$

este îndeplinită, atunci pentru fiecare componentă j dată, soluția problemei enunțate este:

$$p_j\geqslant p^j_{inf\,g}, \tag{20}$$

unde:

$$p^j_{inf\,g}=\begin{cases}\dfrac{P-A}{B-A}, & \text{dacă condiția (24) este îndeplinită pentru o parte sau toți indicii } j;\\ a_j, & \text{dacă condiția (24) nu este îndeplinită pentru o parte din indicii } j;\\ b_j, & \text{dacă condiția (24) nu este îndeplinită pentru toți indicii } j=1,\ldots,n.\end{cases} \tag{21}$$

$$A=\sum_{m=0}^{n}\left[\sum_{\substack{\{i,\bar{j}\}\\ i\neq k\\ j\neq k}}\prod_{i}a_i\prod_{j\neq i}(1-a_j)\,f_{\bar{k};\,i,\bar{j}}\right] \tag{22}$$

$$B=\sum_{m=0}^{n}\left[\sum_{\substack{\{i,\bar{j}\}\\ i\neq k\\ j\neq k}}\prod_{i}a_i\prod_{j\neq i}(1-a_j)\,f_{k;\,i,\bar{j}}\right] \tag{23}$$

$$P(t)\leqslant\sum_{m=0}^{n}\left[\sum_{\substack{\{i,\bar{j}\}\\ i\neq k\\ j\neq k}}\prod_{i}a_i\prod_{j\neq i}(1-a_j)\,(b_k f_{k;\,i,\bar{j}}+\right.$$
$$\left.+f_{\bar{k};\,i,\bar{j}}(1-b_k)\right] \tag{24}$$

$f_{k;\,i,\bar{j}}$; $f_{\bar{k};\,i,\bar{j}}$ — au aceeași semnificație ca $f_{i,\bar{j}}$ — unde s-a accentuat starea componentei

* Prima parte a inegalității, reprezintă formula de calcul a probabilității de funcționare corectă a unei scheme formată din n elemente diferite [2].

Tabela 1

Denumirea subansamblului	Simbol subansamblu	Încărcare	Intensitatea de defectare × 10^6 1/h — Varianta [4], [5]	Catalog AEG	Catalog SIEMENS	λ× 10^6 1/h min	max
Motor asincron	M_1, M_3	0,4	4,49 — 11,2	—	—	4,49	11,2
Ridicător frînă	E_1, E_3	0,4	1,45 — 7,15	0,96	—	0,96	7,15
Rezistență demarare	R_1, R_3	0,4	0,02 — 8,07	—	—	0,02	8,07
Rezistență reglaj	R_{11}	0,15	0,038— 0,126	—	—	0,038	0,126
Controler comandă	K_1, K_3	1	0,12 — 48,5	7,2—21,6	—	0,12	48,5
Autotransformator	T_{e1}, T_{e3}	0,15	0,407— 1,88	—	—	0,407	1,88
Releu timp	r_{d11}	0,4	0,15 — 0,75	7,2	43,2	0,15	43,2
Contactoare	C_a, C_e, C_r, C_{rs}, C_s	0,4	0,3 — 1,68	—	8,6—21,6	0,3	21,6
Limitatoare de cursă	L_c, L_s	0,4	0,5 — 2	7,2—21,6	2,16	0,5	21,6

Tabela 2

Simbol subnusamblu	P = 0,9 ptr. 1000 ore — λ max	λ max	$T_{med.min}$	P = 0,6 ptr. 1000 ore — λ max	λ max	$T_{med.min}$
	1/h × 10^5	1/act. × 10^6	mil. ore	1/h × 10^5	1/act. × 10^6	ore
M_1, M_3	0,44	—	0,277	34,34	—	2912
E_1, E_3	0,096	—	1,04	33,93	—	2946
R_1, R_3	0,002	—	50	34,02	—	2939
R_{s1}	0,038	—	2,63	88,5	—	1128
K_1, K_3*	0,012	0,005	8,33	18,13	7,5	5513
T_{c1}, T_{c3}	0,04	—	2,5	88,77	—	1126
r_{d11}	0,015	0,006	6,66	37,5	15,6	2663
C_a. . .C_s	0,03	0,012	3,33	35,3	14,7	2826
L_c, L_s	0,05	0,02	2	35,3	14,7	2826

* Valorile intensității defecțiunilor controlerelor sînt date pentru cazul analizat (controler de comandă 2 × 6 poziții).

k (k — componenta k este nedefectă; $\bar{k}$ — componenta k este defectă).

Pe de altă parte, dacă condiția (18) este adevărată, precum și dacă relația:

$$P(t) \leqslant \sum_{m=0}^{n} \left[\sum_{\{i,\bar{j}\}} \prod_{i} a_i \prod_{j \neq i} (1 - a_j) f_{i,\bar{j}} \right] \quad (25)$$

este îndeplinită, atunci pentru fiecare componentă j dată, soluția problemei enunțate este:

$$p_j = a_j \quad j = 1, \ldots, n. \quad (26)$$

De semnalat că, pentru $f_{i,\bar{j}} = 0$ cu excepția lui $f_{1\,2\ldots n} = 1$ (cazul serie), relațiile (17)—(26) ne conduc la relațiile (1) (8), iar pentru $f_{12\ldots n} = 0$ și ceilalți $f_{i,j} = 1$ (cazul paralel) relațiile (17)—(26) ne conduc la relațiile (9)—(16).

2. Aplicație la analiza schemelor electrice ale podurilor rulante tipizate 5-50 tf

În conformitate cu studiile efectuate de ICPTMR Timișoara, rezultă că putem admite că schema electrică a unui pod rulant se prezintă ca un sistem serie, deoarece defecțiunea oricărui element al schemei duce la funcționarea necorectă a acesteia.

În vederea analizei, conform metodei prezentate anterior, s-a întocmit tabela 1, prevăzîndu-se pentru fiecare element al schemei valorile intensităților de defectare date în literatura de specialitate [4], [5]*. Cu aceste date și formulele (2. 15. a) (2. 16. a) s-au determinat limitele inferioare și superioare pentru intensitățile de defectare (coloanele 7 și 8, tabela 1). Avînd în vedere încărcarea elementelor (coloana 3, tabela 1) și folosind relațiile (2. 12, a) și (2.16. a) s-a rezolvat problema pentru nivelele de fiabilitate $P = 0,6$ și 0,9 pentru 1 000 ore de funcționare**, rezultate ce au fost înscrise în tabela 2, unde se indică valorile maxime pe care trebuie să le aibă intensitățile de defectare, astfel ca nivelul de fiabilitate admis să fie atins (aceste valori se referă la condițiile nominale de funcționare ale componentelor).

* În literatura română nu avem deocamdată date asupra parametrilor de fiabilitate ale componentelor specifice fabricate în țară, care intervin în tabela 1.

** Se admite că repartiția defecțiunilor este exponențială, precum și faptul că probabilitățile de bună funcționare sînt egale cu 1 la momentul inițial.

3. Concluzii

Prezenta lucrare a căutat să demonstreze că există posibilitatea exprimării unor cerințe cantitative de fiabilitate pentru elementele componente ale unei scheme, cînd se impune un anumit nivel de fiabilitate (siguranță în funcționare).

După rezolvarea problemelor teoretice generale și particularizarea lor la cazuri uzual întîlnite, s-a efectuat calculul determinării limitelor parametrilor de fiabilitate pentru o schemă cunoscută.

Utilitatea cunoașterii acestor limite este de un real folos în proiectarea utilajelor, deoarece parametrii de fiabilitate se adaugă, pe lîngă parametrii funcționali obișnuiți, ca elemente de bază în alegerea unei anumite variante constructive optime.

O anumită schemă poate fi realizată fie cu elemente componente impuse și va prezenta deci o anumită probabilitate de bună funcționare, fie i se poate impune această probabilitate, rămînînd deci ca elementele sale componente să fie alese astfel, încît să satisfacă și această condiție.

Experiența cîștigată prin rezolvarea cazului de mai sus poate fi valorificată la toate schemele electrice, după o prealabilă descompunere a lor în elemente componente, stabilirea încărcărilor respective și a schemei de conexiune, de fiabilitate a sistemului.

Rezultatele prezentei lucrări se înscriu în contextul preocupărilor mondiale de urmărire a calității în timp, constituind un început în formarea unui punct de vedere fiabilist în proiectarea schemelor electrice și a altora similare cu acestea.

Bibliografie

[1] *Vrînceanu, Gh.* Geometrie analitică și proiectivă. București, Editura didactică și pedagogică, 1961.
[2] *Deaicu, E.* Considerații asupra unor probleme fundamentale ale studiului științific al sistemelor informaționale. Probleme de automatizare, VI. București Editura Academiei R. S. R., 1969, p. 79—93.
[3] *Brill, A., Dobrescu, D.* Studiul unei structuri de fiabilitate cu aplicație la proiectarea schemelor electrice ale mașinilor de ridicat și transportat. Comunicare la a VII-a Sesiune Tehnico-Științifică ICPE, 1970.
[4] *Earles, D. R.* ș. a. A theory of component part life expectancies (O teorie a parametrilor duratei de viață așteptate a componentelor). În: Proc. eights national symposium on reliability and quality control, Washington 1962, p. 252—267.
[5] *Earles, D. R., Eddins, M. F.* Reliability physics; the physics of Failure (Fizica fiabilității; fizica defecțiunilor). În: Proc. ninth national symposium on reliability and quality control. San Francisco, 1963, p. 43—57.

Intrat în redacție la 5.VIII.1970

Construcția și caracteristicile funcționale ale motorului universal U-35

ILIE POPESCU * — București

CZ 621.313.361.002

Tendința modernă impune căutări continue în vederea realizării unor produse care să satisfacă nivelul exigențelor sporite ale specialiștilor și mai ales ale celui mai exigent dintre beneficiari, consumatorul, în cazul unor poduse de larg interes. În toate țările apar noi tipuri de produse electrotehnice de larg consum, care asigură necesitățile impuse de perioada în care trăim.

Pe plan național această tendință se manifestă, în industria electrotehnică, prin realizarea de mari serii de mașini de spălat rufe, aspiratoare de praf, ventilatoare, mașini de cusut electrice, hote absorbante, roboți pentru menaj etc. Nu în mod întîmplător am ales aceste exemple ci pentru că, toate și altele folosesc motoare electrice pentru acționarea lor.

Din multitudinea bunurilor de larg consum ne vom opri asupra aspiratorului de praf în mod deosebit, întrucît el este acționat de un micromotor universal monofazat cu colector tip U—35. Deci ne propunem a discuta despre motorul de tipul arătat anterior și vom face cîteva precizări în cele ce urmează.

Fabricația de micromotoare a început în țara noastră în urmă cu puțini ani, dar prin apariția unei noi unități a industriei electrotehnice, Fabrica de motoare electrice —Pitești, s-a dezvoltat la nivelul unei producții industriale. Printre multe alte sortimente la FMEP se produce gama de motoare electrice monofazate cu colector pentru curent alternativ, denumit pe scurt U—3. Din această gamă s-au dezvoltat cîteva tipuri printre care tipul U—35 care, datorită caracteristicilor sale electrice și mecanice, asigură în cele mai bune condiții echiparea aspiratoarelor de praf din producția internă de la Electromotor-Timișoara.

* Ing. *I. Popescu* este șef de secție în cadrul Institutului de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică (ICPE).

Prezentarea construcției și problemelor funcționale

Motoarele universale reprezintă acele tipuri de motoare ce pot funcționa atît în curent alternativ cît și în curent continuu. Puterile la care pot fi construite variază de la fracțiuni de watt pînă la cîteva sute de waţi. Turațiile lor pot varia între 1 000 și circa 20 000 rot/min.

Atît rotorul cît și statorul sînt confecționate din tole. Statorul are poli inductori aparenți, iar bobinajul statoric de excitație concentrat. Rotorul este bobinat și capetele de bobine sînt legate la lamelele colectorului pe care calcă periile care pot fi fixate sau reglabile [1], [5].

Datorită caracteristicii serie pe care o posedă, motorul de tip universal poate suporta în condiții foarte bune suprasarcini sau chiar condiții grele de funcționare. De asemenea, în comparație cu motorul monofazat asincron, are un cuplu de pornire mare, făcînd față unor condiții de funcționare destul de grele în cazul utilizării la aspiratoarele de praf.

Se cunoaște faptul că în cazul funcționării în curent continuu, curentul absorbit I_c va fi aproximativ egal cu curentul absorbit în curent alternativ I_a, cu condiția ca cuplul să aibă în ambele situații aceeași valoare.

Dacă vom nota cu indicele c mărimile referitoare la funcționare în curent continuu și cu a cele referitoare în curent alternativ, vom avea relațiile :

$$P_c = UI_c = M_c \frac{2\pi n_c}{60} \tag{1}$$

$$P_a = UI_a \cos \varphi = M_a \frac{2\pi n_a}{60}. \tag{2}$$

Ținînd cont de cele precizate anterior vom avea :

$$M_c = M_a \tag{3}$$

$$I_c = I_a \tag{4}$$

Rezultă deci :

$$n_a = n_c \cos \varphi, \tag{5}$$

Concluzia care se desprinde de aici este că, în cazul funcționării în curent continuu turația motorului universal este mai mare decît în cazul funcționării în curent alternativ.

Pentru rezolvarea problemei de mărire a turației în cazul funcționării în curent alternativ ținînd cont de frecvența rețelelor noastre care este de 50 Hz și a faptului că în general acest tip de motor este bipolar și deci n_s = = 3 000 rot/min, se apelează la regulator sau contactor centrifugal, iar în cele mai dese cazuri la decalarea periilor, așa cum s-a procedat și în cazul motoarelor de tip U—35.

Pentru a avea o imagine de ansamblu, se prezintă în figura 1 și 2 motorul U—35 iar în figura 3 părțile sale componente. De asemenea, în tabela 1 se prezintă caracteristicile tehnice ale motorului U—35, iar în figura 4, dimensiunile de gabarit ale motorului U—35.

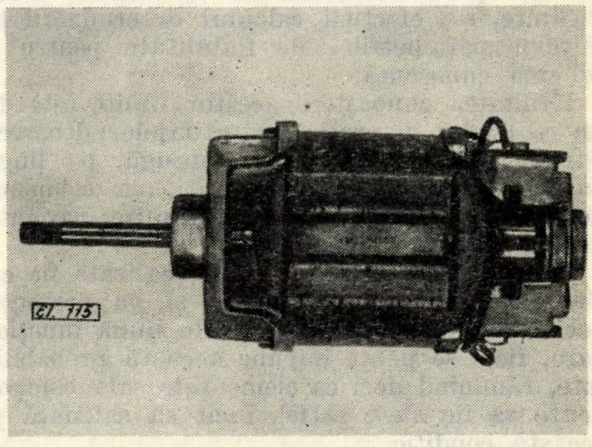


Fig. 1. Motorul electric monofazat universal U—35 vedere frontală.

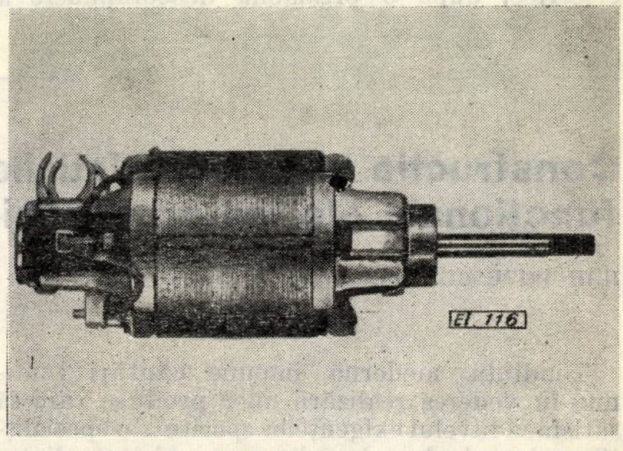


Fig. 2. Motorul electric monofazat universal U—35 vedere laterală.

Se observă dimensiunile reduse ale motorului care permit desigur montarea sa în spații reduse, rezultînd în acest fel și un aspirator de praf cu un gabarit redus.

Motorul U—35 se realizează în două variante constructive : un tip cu ventilator, destinat utilizărilor generale și un alt tip fără ventilator destinat folosirii în aspiratoarele de praf.

Funcțional ele nu se deosebesc, iar în cazul tipului fără ventilator gradul de protecție IP—00 este foarte indicat întrucît jetul de aer rece care pătrunde prin tubul de captare, spală piesele componente ale motorului, după ce în prealabil particulele în suspensie au fost reți-

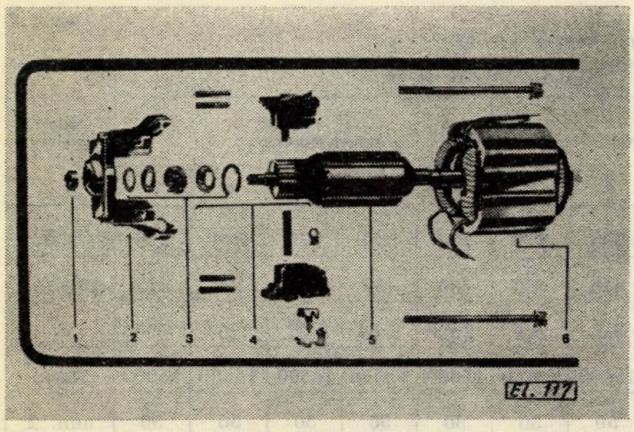


Fig. 3. Părţile componente ale motorului electric monofazat universal U—35;
1 — piuliţă de siguranţă; *2,9* — scut de ghidare; *3,8* — elemente de alunecare şi asigurare; *4* — portperii şi colector; *5* — rotor; *6* — stator.

Cu toate că turaţia motorului este foarte mare, aşa cum rezultă din tabela 1, mersul motorului este liniştit şi silenţios.

Rezultatele obţinute de altfel în timpul experimentărilor şi a încercărilor de omologare, dar mai ales în exploatarea sa, au dus la confirmarea calităţilor bune ale motorului U—35.

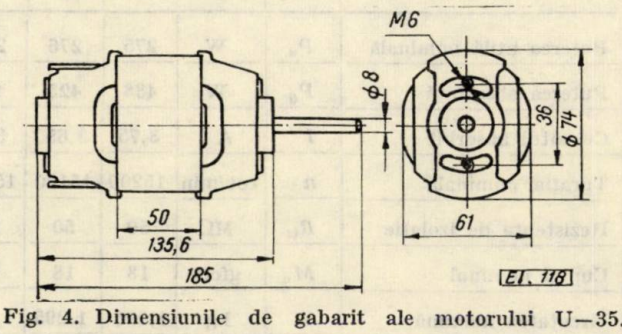


Fig. 4. Dimensiunile de gabarit ale motorului U—35.

Tabela 1

Caracteristica tehnică	Simbol	Valoarea caracteristicii	Unitatea de măsură	Toleranţa
Puterea utilă nominală	P_u	250	W	—
Puterea absorbită	P_a	420	W	± 10%
Tensiune nominală	U_n	220 sau 120	V	+10—15%
Turaţia	n	15 000	rot/min	± 10%
Frecvenţa	f	50	Hz	—
Cuplul nominal	M_n	18	gfm	—
Greutatea maximă	G	1,4	kg	—
Dezechilibrul maxim	d	8	μm	—
Rezistenţa de izolaţie	R_{iz}	min 2	MΩ	—
Nivelul presiunii acustice	p	78	dB/A/	—
Încălzirea	$\Delta\theta$	85	grd	
Protecţia		IP—00		
Regimul de lucru		continuu		
Gradul de comutaţie		1 1/2		

nute în sacul de depunere a prafului din aspirator, ieşind apoi prin gura de evacuare.

Sensul de rotaţie al motorului este în sensul orar privind dinspre colector. Viteza de deplasare şi debitul de aer asigură o bună răcire a motorului şi implicit o bună funcţionare a sa.

Faţă de tipurile mai vechi utilizate în scopuri similare, motorul U—35, printr-o judicioasă stabilire a parametrilor constructivi, a reuşit să realizeze un cuplu de pornire foarte bun, corespunzător unei puteri utile de aproximativ 250 W.

Rezultatele încercărilor

Încercările efectuate au avut ca bază normele interne de produs [13], [14], standardele în vigoare [9], [12], recomandările unor organisme internaţionale de specialitate [6], [8], lucrări legate de probleme în discuţie [7], [15], [16], precum şi buletinele de încercare ale produsului [17].

Tabela 2

Rezultatele încercărilor — motor U—35

Parametrul	Simbol	Unităţi de măsură	Valori măsurate la 50 Hz										Valori impuse
			U = 120 V pentru motor nr.:					U = 220 V pentru motor nr.:					
			1	2	3	4	5	1	2	3	4	5	
Puterea utilă nominală	P_u	W	275	276	275	275	276	274	270	275	278	276	250
Puterea absorbită	P_a	W	438	425	420	415	430	430	432	430	432	415	420±10%
Curentul absorbit	I	A	3,75	3,65	3,7	3,7	3,8	2,03	2,04	2,03	2,04	1,95	—
Turaţia nominală	n	rot/min	15200	15100	15300	15400	15150	15600	15500	15500	15400	15500	15000
Rezistenţa de izolaţie	R_{iz}	MΩ	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50	min. 2
Cuplul nominal	M_n	gfcm	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18
Greutatea maximă	G	kg	1,296	1,295	1,300	1,295	1,300	1,300	1,320	1,350	1,350	1,300	1,4
Dezechilibrul maxim	d	um	6,2	6,3	5,8	6,6	6,2	6,4	6,1	6,8	6,5	6,5	max. 8
Nivelul presiunii acustice	p	dB (A)	74	71	69,2	70	72	71,5	69,5	71	67,5	69	78
Gradul de comutaţie	—	—	1 1/2	1 1/2	1 1/4	1 1/2	1 1/2	1 1/2	1 1/2	1 1/2	1 1/4	1 1/2	1 1/2
Încălzirea maximă rotor	$\Delta\theta_r$	grd	78,5	79,7	79	69,5	64	57,5	73,7	78,9	74,3	65,6	85
Încălzirea maximă stator	$\Delta\theta_s$	grd	59	46,4	46	53,5	57	48,8	66	59	58,1	53,7	85
Debitul de aer	Q	l/s	21,8	20,4	21,2	20,9	20,6	20,8	21,8	21,4	21	21	20,2
Depresiunea	H	mmH_2O	1260	1270	1200	1200	1280	1300	1280	1240	1300	1280	1300

Încercările complete de tip au fost efectuate în urma consultării unui număr mare de lucrări de specialitate şi mai ales a unor standarde destinate maşinilor electrice. Trebuie în orice caz să subliniem că pînă în momentul de faţă nu există un standard specific motoarelor de mică putere.

Rezultatele experimentale obţinute asupra unui număr de zece motoare dintr-un lot al seriei curente de fabricaţie a FMEP sînt prezentate în tabela 2. Pe baza acestor date au fost trasate diagramele din figurile 5—11.

De altfel, la o simplă citire a acestor reprezentări iese în evidenţă încadrarea caracteristicilor în limitele admise de norme şi mai ales constanţa acestora în fabricaţia curentă.

În general rezultatele experimentărilor ne indică faptul că parametrii impuşi se găsesc în cîmpul de toleranţă, ceea ce constituie o garanţie a calităţilor bune ce le posedă motoarele.

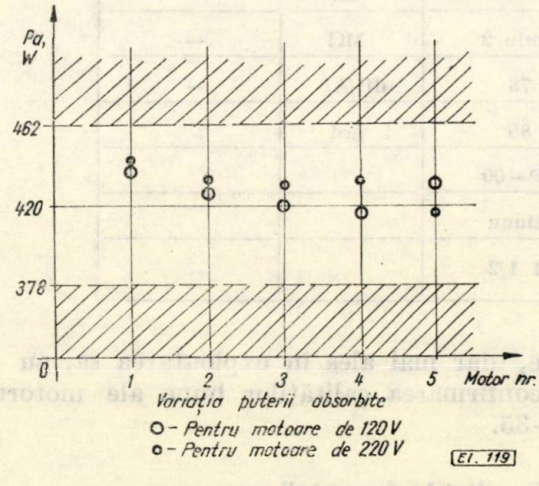


Fig. 5. Variaţia puterii absorbite.

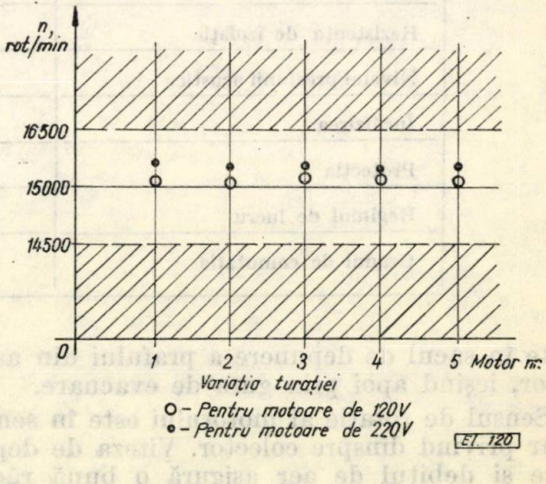


Fig. 6. Variaţia turaţiei.

rul U—35. Cu toate acestea, încălzirea (supratemperatura maximă admisă $\Delta\theta$) variază în limite largi. La acest tip de motor, ca și în general, încălzirea depinde de foarte mulți factori ca: valoarea curentului de sarcină,

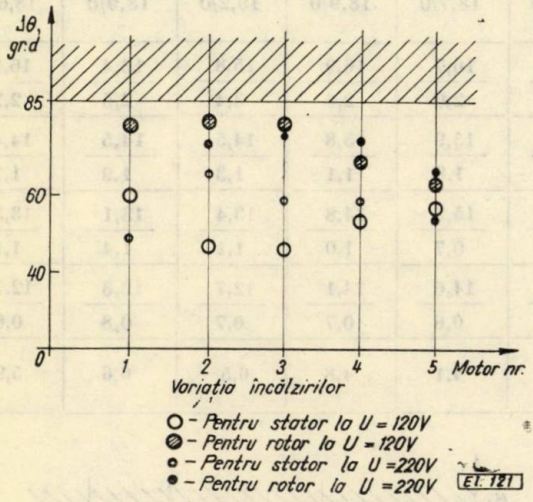


Fig. 7. Variația încălzirilor.

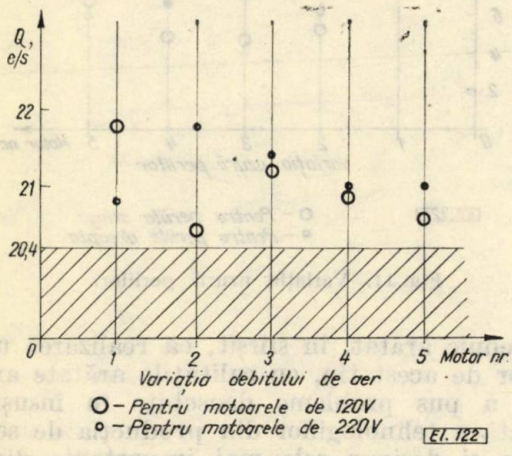


Fig. 8. Variația debitului de aer.

gradul de comutație, modul de ventilație, modul de realizare și gradul de impregnare, regimul de funcționare etc. Prin verificările și cercetările efectuate de constructor și autor, a fost eliminată majoritatea cauzelor expuse cu excepția celor datorite impregnării, care influențau răspîndirea valorilor încălzirii în limitele amintite.

În condițiile menținerii riguroase a regimului de funcționare la curentul de sarcină, a gradului de comutație, a ventilației etc., indicate de norme, au existat variații ale încălzirii. De altfel, pentru a realiza o izolare bună, impregnarea trebuie să fie executată cît mai gros, iar condițiile de răcire, impun un strat de izolație cît mai subțire. Între aceste cerințe contradictorii trebuie găsit un optim care trebuie stăpînit și aplicat cu strictețe în cazul fabricației industriale.

Pînă la realizarea și introducerea în fabricația curentă la nivelul actual, motorul în discuție a prezentat o serie de lipsuri, în majoritate de natură tehnologică. Dintre acestea se pot menționa, calitatea uneori nesatisfăcătoare a periilor de colector, izolația slabă între lamelele colectorului, decalarea periilor din axa indicată de constructor, montarea deplasată a rotorului față de axul statorului ceea

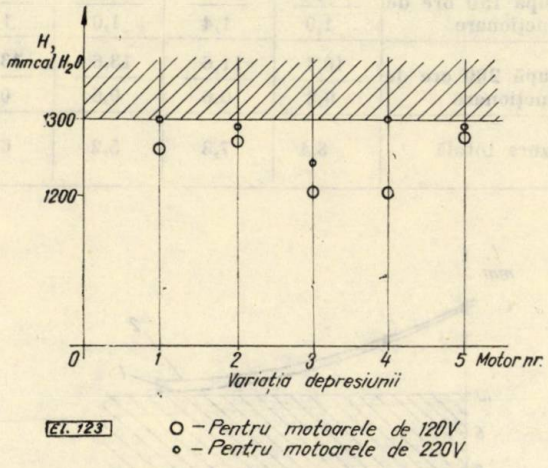


Fig. 9. Variația depresiunii.

ce duce la uzuri nepermise și zgomote mari datorită forțelor magnetice de atragere a rotorului în cîmp, deteriorarea unor izolații etc.

Periile pentru colector au o durată de viață pentru cel puțin 200 ore funcționare. Ele au făcut obiectul unei verificări minuțioase întrucît la încercarea de anduranță apărea fenomenul de înrăutățire a gradului de comutație după aproximativ 140—160 ore de funcționare. Pentru a stabili modul cum variază uzura periilor „u" pe parcursul încercării de anduranță, s-a procedat la măsurări succesive a lungimii fiecărei perii înainte de pornire și după oprirea motorului la diferite intervale de timp.

În tabela 3 este prezentată situația măsurărilor efectuate în timpul încercărilor de anduranță precum și uzurile rezultate. Pentru înțelegere și clarificare, s-au notat, peria din stînga unui observator așezat înspre capătul de ax al motorului așezat cu eticheta în sus „st" iar cea din dreapta „dr".

Din tabela 3 se observă că uzura periilor este cuprinsă între 4,1 și 8,1 mm în decursul a 200 ore funcționare. Este o uzură normală ținînd cont de lungimea lăcașului periei de pe

Tabela 3

Situația în care s-a făcut măsurătoarea	Dimensiunile periilor/uzură pentru motorul nr.: 1 st.	1 dr.	2 st.	2 dr.	3 st.	3 dr.	4 st.	4 dr.	5 st.	5 dr.
Înainte de pornire	18,8/0	18,9/0	18,8/0	19,3/0	18,8/0	18,7/0	18,9/0	19,2/0	18,9/0	18,6/0
După 50 ore de funcționare	15,3 / 3,5	15,2 / 3,7	16,3 / 2,5	16,7 / 2,6	16,8 / 2,0	16,7 / 2,0	16,9 / 2,0	15,8 / 3,4	16,4 / 2,5	16,1 / 2,7
După 100 ore de funcționare	13,1 / 2,2	13,6 / 1,6	15,2 / 1,1	14,9 / 1,8	15,8 / 1,0	15,9 / 1,8	15,8 / 1,1	14,5 / 1,3	14,5 / 1,9	14,4 / 1,7
După 150 ore de funcționare	11,2 / 1,9	12,2 / 1,4	14,2 / 1,0	13,8 / 1,1	15 / 0,8	15,2 / 0,7	14,8 / 1,0	13,4 / 1,1	13,1 / 1,4	13,3 / 1,1
După 200 ore de funcționare	10,4 / 0,8	11,6 / 0,6	13,6 / 0,6	13,2 / 0,6	14,3 / 0,7	14,6 / 0,6	14,1 / 0,7	12,7 / 0,7	12,3 / 0,8	12,7 / 0,6
Uzura totală	8,4	7,3	5,2	6 1	4,5	4,1	4,8	6,5	6,6	5,9

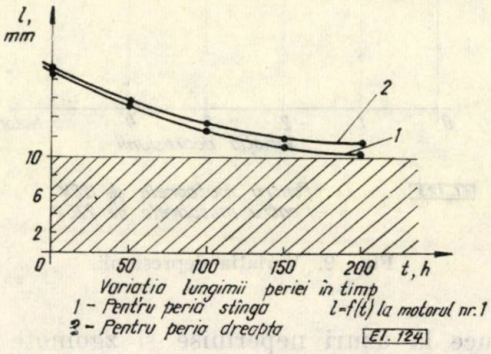


Fig. 10. Variația lungimii periei în timp $l = f(t)$ la motorul nr. 1.

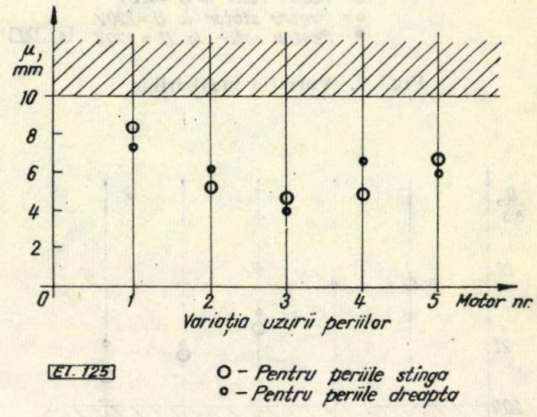


Fig. 11. Variația uzurii periilor.

suportul port-perie. Spre a ilustra consumarea periilor în timp, s-au ridicat, în figura 10, curbele $l = f(t)$, (unde l este lungimea periilor) pentru motorul nr. 1. De aici cît și din tabela 3, se observă uzura foarte accentuată a periilor în primele ore de funcționare, datorită faptului că periile sînt nerodate, neformate, iar suprafața de contact cu lamelele colectorului se mărește o dată cu formarea periei.

Crescînd suprafața de contact dintre perie și colector, uzura scade. Evident că uzura periilor nu depinde numai de factori mecanici (coeficienți de frecare, forța de apăsare, suprafață de contact etc.) ci și de gradul de scînteiere (transport de particule), încălzire etc. care la rîndul lor depind de alți factori de natură electrică, mecanică, chimică etc.

Pentru ilustrarea încadrării în cîmpul de toleranțe, este prezentată în figura 11 variația uzurii periilor.

Și aici gradul de împrăștiere este destul de redus, arătînd că tipul de perie și compoziția sa au fost alese adecvat condițiilor de funcționare ale motorului de tip U—35.

Trebuie arătat, în sfîrșit, că realizarea unui motor de acest tip, cu calitățile arătate anterior, a pus probleme deosebite în însușirea corectă a tehnologiilor din producția de serie. Unele și desigur cele mai importante dintre acestea au fost prezentate, și altele mai neînsemnate au fost rezolvate cu succes, iar industria electrotehnică a țării se poate mîndri cu noul produs: motorul U—35.

Concluzii

Dintr-o atentă analiză a caracteristicilor, constructive cît și funcționale, și din experiența obținută prin încercarea și exploatarea motorului U—35, s-au desprins cîteva concluzii și unele recomandări.

— Încadrarea în cîmpurile de toleranțe a parametrilor impuși așa cum rezultă din figurile 5, 6, 7, 10 și 11, indică o menținere riguroasă în fabricația de serie a motorului de tip U—35.

— Constanţa curbelor puterii absorbite P_a, a cuplului M, a curentului absorbit I şi în mod deosebit a turaţiei n, funcţie de puterea utilă P_u arată reproductibilitatea motorului U—35 în fabricaţia de serie [17].

— Rezultatele obţinute în încercările de verificare a parametrilor impuşi care s-au efectuat cu motorul montat în aspiratorul de praf dau deplină satisfacţie. În sprijinul acestor afirmaţii se prezintă în figurile 8 şi 9 variaţiile debitului Q şi a depresiunii H care confirmă faptul că motorul U—35 corespunde necesităţii pentru care a fost proiectat şi executat.

— Pentru reducerea numărului de produse necorespunzătoare la controlul final sau în cadrul încercărilor de lot, se recomandă respectarea cu stricteţe a procesului tehnologic în cazul fabricaţiei în serie mare.

— În cazul motoarelor U—35 destinate funcţionării în aspiratoarele de praf (varianta fără ventilator) o atenţie deosebită trebuie acordată verificării turaţiei, parametru care condiţionează caracteristicile hidraulice.

— Pentru motoarele U—35 destinate utilizărilor generale (varianta cu ventilator), se poate pune problema reducerii preţului de cost prin înlocuirea ventilatorului metalic prin material plastic.

— Se consideră strict necesară redactarea şi apariţia unui standard specific motoarelor de mică şi foarte mică putere în vederea realizării unui program complet de încercări care să nu dea posibilitatea interpretărilor.

Bibliografie

[1] *Lăzăroiu, D. F.* Maşini electrice de mică putere. Bucureşti, Editura tehnică, 1965.

[2] *Sand Marcel.* Maşini electrice. Vol. II. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1963.

[3] *Lazu, C* şi *Corlăţeanu, V.* Maşini electrice. Vol. II. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1962

[4] x x x — Manualul inginerului electrician, Vol. II. Bucureşti, Editura tehnică, 1954.

[5] *Gheorghiu, I. S.* Maşini electrice. Vol. III Bucureşti Editura didactică şi pedagogică, 1961.

[6] — Recomandation pour la construction, la verification, et les essais du matérial électrique de protection „E", Document CEI 31 C (Bureau Central).

[7] *Jerve, G. K.* Încercările industriale ale maşinilor electrice (traducere din l. rusă) Bucureşti, Editura tehnică, 1961.

[8] Recommandation pour les maschines électrique tournantes Commision Electrotehnique Internationale. Publication 34—1 Geneve, Suisse, 1960.

[9] STAS 1893—65 — R.S.R. — Maşini electrice rotative, Condiţii generale.

[10] STAS 2614—65. Aparate pentru uz casnic şi scopuri similare, Condiţii generale.

[11] STAS 625—63. Grade normale de protecţie.

[12] STAS 7246—65. Maşini asincrone trifazate de la 0,5 kW la 1 000 kW. Metode de încercare.

[13] NID 2291—68. MICM — Motoare electrice monofazate serie tip U—33 şi U—35.

[14] Universal electric motors Type U—3 Electric motors factory. Piteşti—România, 1968.

15] *Popescu, I.* Contribuţii la interpretarea unor metode de încercare a motoarelor electrice trifazate cu rotorul în scurtcircuit. Comunicare la cea de a II-a Conferinţă a Electricienilor, Bucureşti, 1969.

[16] *Popescu, I.* Cu privire la determinarea cuplului maxim la motoarele asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit. Lucrările ICPE nr. 21 pag. 53—61.

[17] Buletin Intern I. C. P. E. nr. 12, 18, 23, 312, 535, din 1968 şi nr. 7, 182, 686, 687 din 1969.

Intrat în redacţie la 2.IV.1970

Folosirea funcţiilor de transfer la determinarea criteriului de calitate al dispozitivelor de măsură pentru curenţii cu variaţie rapidă

VIORICA HORTOPAN* — Bucureşti

CZ 621.317.716.082.73.001.24

Măsurarea curenţilor intenşi cu variaţie ultra-rapidă se efectuează, de cele mai multe ori, cu dispozitive de măsură care conţin şunturi coaxiale. Într-un articol precedent [1] s-a indicat metoda exactă de calcul a răspunsului intrinsec la excitaţia treaptă de curent a conductorului tubular. În acest articol se va prezenta modul în care se calculează criteriul de calitate — timpul de răspuns — al dispozitivului, care pe lîngă şunturi conţine cablul de măsură şi oscilograful.

Studiul dispozitivului de măsură se face pe baza schemei sale echivalente. În lucrările [2] şi [3] se propun scheme de calcul, fără a recurge însă în mod explicit la schema echivalentă efectului pelicular pentru şuntul coaxial. În lucrarea de faţă se propune o schemă echivalentă completă a dispozitivului cu luarea în considerare a efectului pelicular din peretele şuntului şi se calculează criteriul de calitate al dispozitivului pe baza răspunsului la excitaţia treaptă de curent.

1. Schema echivalentă a şuntului coaxial

Această schemă [4], care este cuadripolul în π din figura 1, se realizează ţinînd seama de două condiţii de echivalenţă, care impun valorile R şi L.

Prima condiţie cere ca, la $t \to \infty$, răspunsul cuadripolului la excitaţia treaptă I

$$u_2(t) = RI\left(1 - e^{-\frac{4R}{L}t}\right) \tag{3}$$

şi răspunsul intrinsec al şuntului [1] sub formă exactă.

$$u_i(t) = \frac{I}{\pi(r_e^2 - r_i^2)} \cdot \frac{l}{\sigma}\left[1 - \frac{r_e^2 - r_i^2}{r_e r_i}\sum_{k=1}^{\infty} A_k e^{-\frac{t}{T_k}}\right] \tag{4}$$

eventual sub formă simplificată

$$u_{is}(t) = \frac{I}{2\pi r_i \delta} \cdot \frac{l}{\sigma}\left[1 + 2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k e^{-\frac{t}{T_{ks}}}\right] \tag{5}$$

să fie egale. Deci, cum $u_2\infty = RI$ iar

$$u_{i\infty} = \frac{I}{\pi(r_e^2 - r_i^2)}\frac{l}{\sigma} = R_{cc}I$$

sau

$$u_{is\infty} = \frac{I}{2\pi r_i \delta} \cdot \frac{l}{\sigma} \approx R_{cc}I,$$

rezultă că

$$R = R_{cc}$$

în care R_{cc} este rezistenţa de curent continuu.

În relaţiile (4) şi (5) s-a notat :

$$A_k = \frac{J_1(x_k)N_0(x_k) - N_1(x_k)J_0(x_k)}{J_1(mx_k)N_0(x_k) - N_1(mx_k)J_0(x_k) + m[N_1(x_k)J_0(mx_k) - J_1(x_k)N_0(mx_k)]} = \frac{1}{[J_1(mx_k)/J_1(x_k)] - [J_1(x_k)/J_1(mx_k)]};$$

σ, μ_0 — conductivitatea şi permeabilitatea materialului;

l — lungimea tubului;

r_e — raza exterioară,

r_i — raza interioară,

$\delta = r_e - r_i$ — grosimea tubului;

$m = \frac{r_e}{r_i}$;

J_0, J_1, N_0, N_1 funcţii Bessel de ordinul 0 şi 1, speţa 1 şi 2;

x_k — rădăcina ecuaţiei de tipul

$$J_1(x)N_1(mx) - N_1(x)J_1(mx) = 0;$$

$$T_k = \frac{\sigma\mu_0 r_i^2}{x_k^2} \text{ şi } T_{ks} = \frac{\sigma\mu_0\delta}{k^2\pi^2}.$$

A doua condiţie de echivalenţă cere egalitatea timpilor de răspuns definiţi ca

$$T_r = \int_0^{\infty}[1 - f(t)]\,dt.$$

Timpul de răspuns al caudripolului este :

$$T_{r\pi} = \int_0^{\infty}[1 - (1 - e^{-\frac{4R}{L}t})]\,dt = \frac{L}{4R} \tag{7}$$

Din [1] se cunoaşte timpul de răspuns al şuntului coaxial sub formă exactă

$$T_{r1} = \frac{r_e^2 - r_i^2}{r_e r_i}\sum_{k=1}^{\infty} A_k T_k \tag{8}$$

* Dr. Ing. *Viorica Hortopan* este şef de lucrări la Institutul politehnic Bucureşti

sau sub formă simplificată

$$T_{r1} = -2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k T_{k_s} = \frac{\sigma\mu_0\delta^2}{6} = \\ = 2{,}094\cdot 10^{-7}\,\sigma\delta^2 \qquad (9)$$

Deci condiţia de echivalenţă este $T_{r1} = \dfrac{L}{4R}$ sau

$$L = 4RT_{r1}. \qquad (10)$$

În cazul folosirii expresiilor simplificate (5) şi (9), relaţiile (6) şi (10) devin :

$$\left.\begin{aligned} R = R_{cc} &= \frac{l}{2\pi r_i \delta\sigma} \\ L = 4RT_{r1} &= 0{,}67\, l\,\frac{\mu_0\delta}{2\pi r_i} \end{aligned}\right\} \qquad (11)$$

Considerînd şuntul coaxial de 1000 A—1 s, construit în cadrul atelierului catedrei de Măsuri şi Aparate Electrice din IPB, cu $r_e =$ 32,2 mm; $r_i = 32$ mm; $l = 154$ mm, $\sigma = 2.10^6\,\dfrac{S}{m}$; $\mu_0 = 4\pi\cdot 10^{-7}\,\dfrac{H}{m}$; $R_{cc} = 0{,}002\ \Omega$ se obţin conform figurii 2 răspunsurile după cum urmează :

— şuntul coaxial de 2 m Ω — curba 1
— caudripolul său echivalent — curba 2.

Timpul de răspuns corespunzător şuntului şi cuadripolului său echivalent este conform relaţiilor (7), (8), (9) şi figurii 2 ;

$$T_{r1} = 16{,}75.10^{-9}\ s.$$

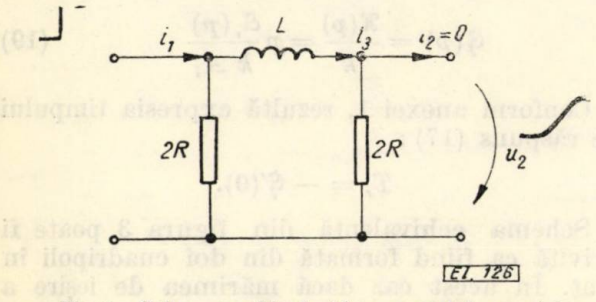


Fig. 1. Schema echivalentă a şuntului coaxial.

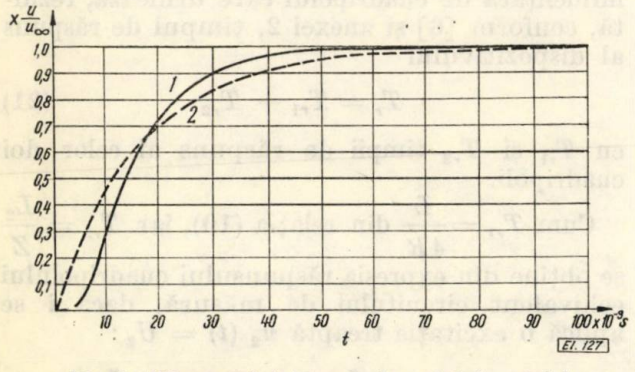


Fig. 2. Răspunsul intrinsec al şuntului coaxial :
1 — şunt de 2 m Ω ; *2* — cuadripol echivalent.

2. Calculul criteriului de calitate al dispozitivului de măsură

2. 1. Schema echivalentă a dispozitivului şunt coaxial—circuit de măsură

Schema echivalentă globală din figura 3 include :

L_1 — inductivitatea circuitului principal;
L_2 — inductivitatea circuitului de măsură;
L — parametrul longitudinal al schemei echivalente şuntului;
$2R$ — parametrul transversal al schemei echivalente a şuntului;
Z — impedanţa cablului coaxial de măsură egală cu impedanţa sa caracteristică pentru a evita reflecţiile.

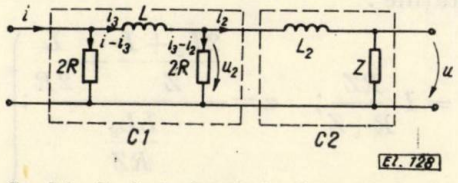


Fig. 3. Cuadripoli lanţ formînd dispozitivul de măsură.

Între şunt şi circuitul de măsură nu există inducţie mutuală, deoarece circuitul de măsură se găseşte în interiorul şuntului tubular unde cîmpul magnetic este nul.

Ecuaţiile schemei echivalente sînt :

$$2R(i - i_3) - L\frac{\mathrm{d}i_3}{\mathrm{d}t} - 2R(i_3 - i_2) = 0$$

$$2R(i_3 - i_2) - u - L_2\frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} = 0$$

$$u = z\,i_2$$

din care se obţine :

$$\frac{LL_2}{2RZ}\cdot\frac{\mathrm{d}^2u}{\mathrm{d}t^2} + \left(\frac{2L_2}{Z} + \frac{L}{Z} + \right. \\ \left. + \frac{L}{2R}\right)\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} + 2\left(\frac{R}{Z} + 1\right)u = 2Ri \qquad (12)$$

Aplicînd ecuaţiei (12) transformarea Laplace şi ţinînd seama că sistemul pleacă din repaus, cu :

$$\mathcal{U}(p) = \mathcal{K}(p)\,\mathcal{I}(p) \qquad (13)$$

$$\mathcal{I}(p) = \frac{I}{p} \text{ şi } \mathcal{K}(p) =$$

$$= \frac{2R}{\dfrac{LL_2}{2RZ}p^2 + \left(\dfrac{2L_2 + L}{Z} + \dfrac{L}{2R}\right)p + 2\left(\dfrac{R}{Z} + 1\right)}$$

rezultă imaginea tensiunii :

$$\mathcal{U}(p) = I \frac{2R}{p\left[\frac{LL_2}{2RZ}p^2 + \left(\frac{2L_2+L}{Z} + \frac{L}{2R}\right)p + 2\left(\frac{R}{Z}+1\right)\right]}$$

În cazul unui circuit cu un singur tip de acumulator de energie (cîmpul magnetic), soluţia circuitului fără oscilaţii se particularizează [5]. Deci tensiunea aplicată oscilografului [6] devine :

$$u(t) = u_\infty \left[1 - e^{-\alpha t}\left(\mathrm{ch}\,\omega_e t + \frac{\alpha}{\omega_e}\mathrm{sh}\,\omega_e t\right)\right] \quad (14)$$

cu notaţiile :

$$\left.\begin{aligned} u_\infty &= I\frac{RZ}{R+Z}; \quad \alpha = \frac{\frac{2L_2+L}{Z} + \frac{L}{2R}}{\frac{LL_2}{RZ}}; \\ \omega_0 &= \frac{\frac{R}{Z}+1}{\frac{LL_2}{RZ}}; \end{aligned}\right\} \quad (15)$$

$$\omega_e = \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \qquad \text{şi} \quad \alpha^2 > \omega_0^2$$

2. 2. Criteriul de calitate al dispozitivului de măsură

Expresia timpului de răspuns

$$T_r = \int_0^\infty [1 - f(t)]\,dt \quad (16)$$

folosit drept criteriu de calitate în tehnica aparatelor de măsură a proceselor foarte rapide [7], [8], [9], [10] se poate exprima direct analitic dacă se cunoaşte $f(t)$. În cazul ansamblului şunt-circuit de măsură devine :

$$T_{rt} = \int_0^\infty \left\{1 - \left[1 - e^{-\alpha t}\left(\mathrm{ch}\,\omega_e t + \frac{\alpha}{\omega_e}\mathrm{sh}\,\omega_e t\right)\right]\right\} dt =$$

$$= \frac{1}{2}\left\{\int_0^\infty e^{-(\alpha-\omega_e)t}\,dt + \int_0^\infty e^{-(\alpha+\omega_e)t}\,dt + \right.$$

$$\left. + \frac{\alpha}{\omega_e}\left[\int_0^\infty e^{-(\alpha-\omega_e)t}\,dt - \int_0^\infty e^{-(\alpha+\omega_e)t}dt\right]\right\} = \frac{2\alpha}{\alpha^2-\omega_e^2} \quad (17)$$

Luînd ca bază expresia (16), timpul de răspuns se poate exprima şi sub forma :

$$T_r = \frac{1}{a_{e\infty}}\int_0^\infty [a_{e\infty} - a_e(t)]dt =$$

$$- \frac{1}{kA_i}\int_0^\infty [kA_i - a_e(t)]\,dt \quad (18)$$

în care se notează cu $a_e(t)$ mărimea de ieşire corespunzătoare unei excitaţii treaptă A_i şi $a_e(t) \underset{t\to\infty}{=} a_{e\infty}$ kA_i. Se precizează că prin $k = \frac{a_{e\infty}}{A_i}$ se defineşte o mărime, care devine factor de amplificare numai în cazul în care A_i şi $a_e(t)$ sînt mărimi de aceeaşi natură.

Este de asemenea interesant de menţionat că în literatura română de specialitate, unde se manifestă preocupări deosebite pentru studiul fenomenelor de difuzii, se indică definiţii ale constantei de timp generalizate şi timpului de răspuns tranzitoriu [11], [12], [13], din care se poate deduce prin particularizări potrivite formula (16). În aceleaşi lucrări se indică şi expresia constantei de timp generalizate în funcţie de imaginile mărimilor instantanee, ceea ce conduce la inutilitatea obţinerii originalului răspunsului, operaţie de multe ori foarte complicată.

Timpul de răspuns definit de relaţia (16) se poate de asemenea transforma într-o expresie simplă folosind transformarea Laplace şi funcţia de transfer [8], [14].

Într-adevăr dacă :

$$\mathcal{H}(p) = p\frac{\mathcal{A}_e(p)}{A_i}$$

cu $\mathfrak{L}[a_e(t)] = \mathcal{A}_e(p)$ şi $\mathfrak{L}[A_i] = \frac{A_i}{p}$, rezultă funcţia de transfer caracteristică regimului dinamic :

$$\mathcal{G}(p) = \frac{\mathcal{H}(p)}{k} = p\frac{\mathcal{A}_e(p)}{k\,A_i} \quad (19)$$

Conform anexei 1, rezultă expresia timpului de răspuns (17) :

$$T_r = -\mathcal{G}'(0).$$

Schema echivalentă din figura 3 poate fi privită ca fiind formată din doi cuadripoli în lanţ. În acest caz dacă mărimea de ieşire a unui cuadripol depinde numai de mărimea de intrare şi de funcţia de transfer şi nu este influenţată de cuadripolul care urmează, rezultă, conform [6] şi anexei 2, timpul de răspuns al dispozitivului

$$T_r = T_{r1} + T_{r2} \quad (21)$$

cu T_{r1} şi T_{r2} timpii de răspuns ai celor doi cuadripoli.

Cum $T_{r1} = \frac{L}{4R}$ din relaţia (10), iar $T_{r2} = \frac{L_2}{Z}$ se obţine din expresia răspunsului cuadripolului echivalent circuitului de măsură, dacă i se aplică o excitaţie treaptă $u_2(t) = U_2$:

$$u(t) = U_2\left[1 - e^{-\frac{Z}{L_2}t}\right] = u_\infty\left[1 - e^{-\frac{Z}{L_2}t}\right] \quad (22)$$

Se verifică expresia (21):

$$T_r = \frac{L}{4R} + \frac{L_2}{Z} = \frac{LZ + 4RL_2}{4RZ}$$

prin comparaţie cu expresia (17):

$$T_r = \frac{2\alpha}{\alpha^2 - \omega_c^2} = \frac{4RL_2 + L(Z - 2R)}{4R(R + Z)} \approx$$

$$\approx \frac{LZ + 4RL_2}{4RZ}$$

cu $R << Z$

În figura 4 sînt reprezentate: prin curba 1 răspunsul circuitului de măsură cu $L_2 =$

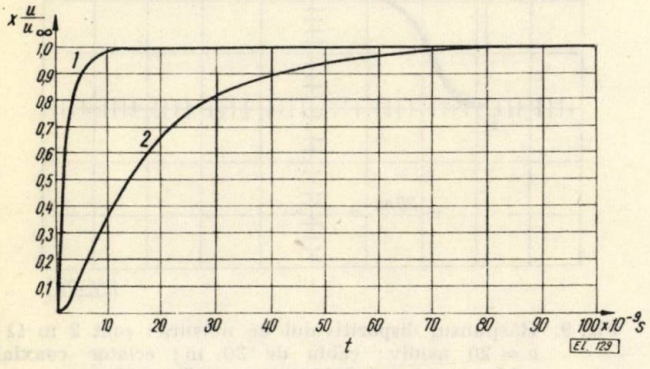


Fig. 4. Răspunsul dispozitivului de măsură.

$= 1{,}625 \cdot 10^{-7}$H şi $Z = 75\ \Omega$; prin curba 2 răspunsul dispozitivului şunt-circuit de măsură cu $R = 2$ m Ω şi $L = 1{,}34 \cdot 10^{-10}$H. De asemenea, se mai pot obţine, timpul de răspuns al circuitului de măsură din relaţia (22) şi figura 4:

$$T_{r2} = 2{,}17 \cdot 10^{-9}\ \text{s}$$

precum şi timpul de răspuns al întregului dispozitiv conform relaţiilor (17), (21) şi figurii 4:

$$T_r = 18{,}9 \cdot 10^{-9}\ \text{s}. \qquad (23)$$

3. Rezultate experimentale

Instalaţia de experimentare pentru determinarea timpului de răspuns a instalaţiei de măsură, se poate baza în principal pe două metode: metoda regimului permanent sinusoidal şi metoda de producere a impulsului de curent.

Nu s-a folosit metoda regimului sinusoidal deoarece timpul de răspuns [6] depinde de variaţia fazei în funcţie de frecvenţă, ceea ce experimental este imposibil de efectuat cu exactitate. Pe de altă parte dacă s-ar folosi relaţii de legătură între variaţia de amplitudine şi de fază în funcţie de frecvenţă, instalaţia de experimentare pentru ridicarea spectrului de amplitudine ar necesita un generator de performanţe deosebite: frecvenţă variabilă între cîteva zeci de Hz şi cîteva zeci de MHz şi curenţi de circa 100 A, pentru a determina în şunt o cădere de tensiune măsurabilă.

S-a preferat metoda injectării unui curent — treaptă. Este necesară de fapt realizarea unui dispozitiv pentru producerea unui curent cu timp de creştere extrem de redus, de ordinul a cîteva nanosecunde. Cum înregistrarea răspunsului se face cu un osciloscraf catodic, s-a imaginat crearea de impulsuri repetate, care să permită o imagine stabilă pe cadranul osciloscrafului. (Instalaţia completă este reprezentată în figura 5). Cu ajutorul unui transformator de înaltă tensiune (100/10.000 V) şi a unei baterii de redresoare cu seleniu se încarcă prin interme-

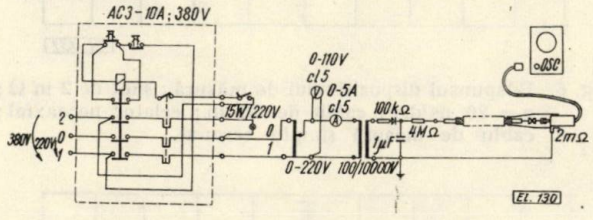


Fig. 5 Schema instalaţiei de măsură.

diul unei rezistenţe de 100 k Ω un condensator de 1 μF. Tensiunea transformatorului este reglată printr-un autotransformator de 0—220 V alimentat de la reţea prin contactorul AC3—10A—380V. Se precizează că s-a conectat o lampă de control 15 W/220 V în circuitul de alimentare şi un întrerupător suplimentar manevrabil cu o bară, care permite accesul la aparatajul de înaltă tensiune. Condensatorul de 1 μF se descarcă în circuitul format dintr-o rezistenţă de 4 M Ω şi un cablu coaxial. Cablul are o capacitate de ordinul 2000 pF mult mai mică decît a condensatorului, ceea ce permite aplicarea unei tensiuni continue, lipsită de pulsuri, circuitului de descărcare în care este inclus şuntul. Cablul coaxial, întins bifilar, are o inductivitate foarte redusă, care practic nu influenţează panta curentului. Valoarea maximă a curentului de descărcare este de circa 115 A. Pentru realizarea de impulsuri repetate, la timpi suficient de mici pentru a obţine o imagine stabilă pe ecranul osciloscrafului, instalaţia s-a completat cu un sistem de eclatori de fier, care funcţionează prin autoamorsare. Tensiunea la bornele şuntului este preluată de cablul de măsură cu impedanţa caracteristică 75 Ω şi conectat printr-o impedanţă identică la osciloscopul Tesla BM 420.

Problema cea mai dificilă a constat în eliminarea oscilaţiilor parazite ca în figura 6. S-a constatat că stabilitatea arcului depinde de poziţia geometrică a electrozilor, de posibilităţile de răcire şi de coaxialitate. Din aceste motive s-au introdus electrozii în interiorul unui ecran legat cu cel al şuntului şi cu mantaua

cablului coaxial ca în figura 5, ecran care s-a prevăzut cu găuri de aerisire.

Cu toate precauţiile luate s-au mai observat oscilaţii datorită tensiunilor parazite induse în

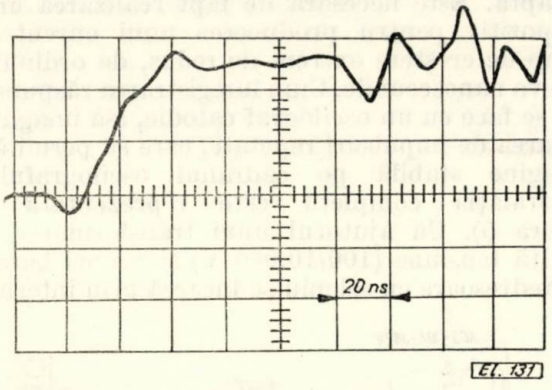


Fig. 6. Răspunsul dispozitivului de măsură : şunt de 2 m Ω ; v = 20 ns/div ; cablu de 30 m ; eclator necoaxial ; cablu de măsură simplu ecranat.

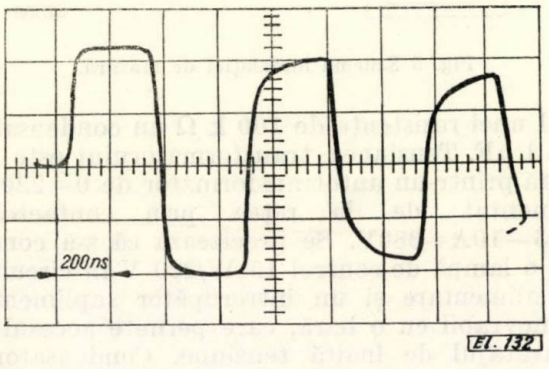


Fig. 7. Oscilaţii de curent : şunt de 2 m Ω ; v = 200 ns/div ; cablu de 30 m, cablu de măsură dublu ecranat, eclator coaxial.

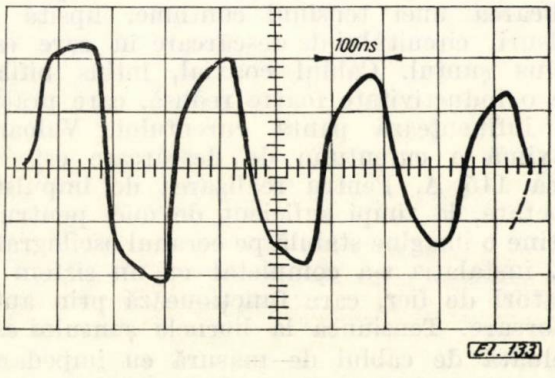


Fig. 8. Oscilaţii de curent : şunt de 2 m Ω ; v = 100 ns/div ; cablu de măsură dublu ecranat, eclator coaxial.

circuitul de măsură. Din acest motiv s-a ecranat a doua oară cablul de măsură, înregistrîndu-se oscilogramele 7, 8, 9.

În privinţa interpretării oscilogramelor trebuie avut în vedere că regimul de funcţionare al cablului legat cu capetele de ieşire la şunt, echivalează cu funcţionarea acestuia în scurt-circuit. În acest caz linia oscilează în sfert de undă, avînd la ieşire un nod de tensiune şi un ventru de curent. Semiperioada undelor mobile este, teoretic :

$$\frac{T}{2} = \frac{\lambda}{2v} = 2l\sqrt{L_0 C_0} \qquad (24)$$

$$\lambda = 4l \text{ şi } v = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$$

În realitate linia are pierderi şi undele sînt amortizate ca în figurile 7 şi 8. Lungimea cablului, respectiv semiperioada undelor mobile,

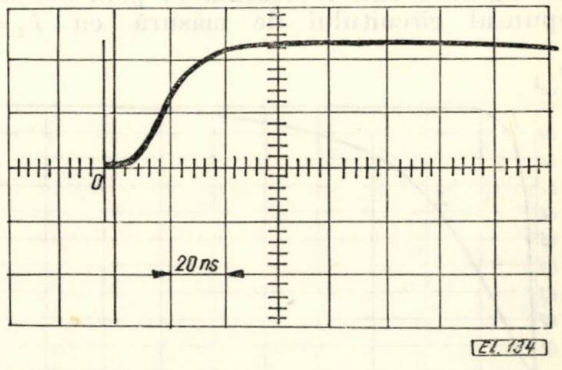


Fig. 9. Răspunsul dispozitivului de măsură : şunt 2 m Ω ; v = 20 ns/div ; cablu de 30 m ; eclator coaxial cablu de măsură dublu ecranat, T_r = 27 ns.

trebuie acordată cu timpul de răspuns al şuntului, astfel încît amplitudinea răspunsului să fie stabilizată în timp. În figura 7 se foloseşte un cablu de 30 m cu $L_0 = 3{,}82 \cdot 10^{-7}$ H şi $C_0 = 68 \cdot 10^{-12}$ F, $\frac{T}{2} \approx 300$ ns, care este preferabil cablului mai scurt, de 15 m din figura 8, cu $L_0 = 3{,}77 \cdot 10^{-7}$ H şi $C_0 = 67 \cdot 10^{-12}$ F, $\frac{T}{2} \approx$ ≈ 150 ns.

În figura 9 este oscilografiat răspunsul instalaţiei, obţinîndu-se :

$$T_{rt} = 27 \cdot 10^{-9} \text{ s.} \qquad (25)$$

Acest rezultat corespunde calculelor făcute deoarece, dacă se adaugă la rezultatul (23) cele circa 8 ns care corespund timpului de răspuns al unui osciloscop de 20 MHz, se obţine rezultatul (25).

4. Concluzii

În continuarea precedentelor articole [1] şi [15] s-a elaborat o teorie unitară a dispozitivelor de măsură cu şunturi. În lucrarea de faţă s-a stabilit o schemă echivalentă a dispozitivului de măsură, care ia în considerare efectul pelicular şi relaţii analitice noi, care dau expresia atît a răspunsului adică a tensiunii oscilografiate, cît şi a timpului de răspuns considerat

criteriu de calitate al instalaţiei, fie direct pe cale analitică, fie sub o formă mai simplă, prin utilizarea funcţiilor de transfer. Verificarea experimentată a confirmat rezultate teoretice.

ANEXA 1

Deducerea relaţiei (20) a timpului de răspuns

Integrala din expresia (18) se poate scrie, ţinînd seama de definiţia transformatei Laplace şi de relaţia (19):

$$-\left\{\int_0^\infty [a_e(l) - kA_i]\,dt = -\lim \int_0^\infty e^{-pt}[a_e(t) - \right.$$

$$-\left. kA_i]\,dt = -\lim_{p\to 0}\left[\mathcal{A}_e(p) - k\,\frac{A_i}{p}\right] =\right.$$

$$= -kA_i \lim_{p\to 0}\left\{\frac{\mathcal{G}(p) - \mathcal{G}(o)}{p}\right\} = -kA_i\mathcal{G}'(0),$$

în care s-a ţinut seama că $\mathcal{G}(0) = 1$ comparînd următoarele relaţii: $a_{e\infty} = kA_i$ şi $a_{e\infty} = \lim_{t\to\infty} a_e(t) = kA_i \lim_{p\to 0} \mathcal{G}(p)$.

În consecinţă relaţia (18) devine:

$$T_r = -\mathcal{G}'(0).$$

ANEXA 2

Deducerea relaţiei (21) a timpului de răspuns total

În cazul a n cuadripoli în lanţ, dacă mărimea de ieşire a unuia este neinfluenţată de elementele ce urmează, adică impedanţa de sarcină este mare faţă de impedanţa sa internă se pot scrie relaţiile:

$$\mathcal{A}_2(p) = \mathcal{H}_1(p)\ \mathcal{A}_1(p) = k_1\mathcal{G}_1(p)\ \mathcal{A}_1(p)$$

$$\mathcal{A}_3(p) = \mathcal{H}_2(p)\ \mathcal{A}_2(p) = k_2\mathcal{G}_2(p)\ \mathcal{A}_2(p)$$

$$\mathcal{A}_n(p) = \mathcal{H}_{n-1}(p)\ \mathcal{A}_{n-1}(p) = k_{n-1}\ \mathcal{G}_{n-1}(p)\ \mathcal{A}_{n-1}(p).$$

Ultima relaţie devine

$$\mathcal{A}_n(p) = k_1k_2...k_{n-1}\ \mathcal{G}_1(p).\mathcal{G}_2(p)....\mathcal{G}_{n-1}(p)\ \mathcal{A}_1(p)$$

sau

$$\mathcal{A}_n(p) = k\ \mathcal{G}(p)\ \mathcal{A}_1(p)$$

de unde rezultă

$$k = k_1\ k_2....k_{n-1} \quad \text{şi}$$

$$\mathcal{G}(p) = \mathcal{G}_1(p).\mathcal{G}_2(p).....\mathcal{G}_{n-1}(p).$$

Schema din figura 3 se poate considera ca fiind formată din doi cuadripoli în lanţ, cu $Z \gg R$, adică cu condiţia de neinfluenţare îndeplinită. Rezultă, prin

$a_1(t) = i(t) = I$, $a_2(t) = u_2(t)$, $a_3(t) = u(t)$, $k_2 = 1$

relaţiile:

$$\mathcal{U}_2(p) = k_1\mathcal{G}_1(p)\,\frac{I}{p}$$

$$\mathcal{U}(p) = \mathcal{G}_2(p)\ \ U_2(p) = k_1\mathcal{G}_1(p)\,\mathcal{G}_2(p)\,\frac{I}{p} = k\,\mathcal{G}(p)\,\frac{I}{p}$$

Se obţine $k = k_1 = R$, ceea ce coincide cu rezultatu[1] din ecuaţia (14) de unde se deduce direct $k = \dfrac{RZ}{R+Z} \approx$ $\approx R$ pentru $Z \gg R$.

Pe de altă parte:

$$\mathcal{G}(p) = \mathcal{G}_1(p) \cdot \mathcal{G}_2(p).$$

Din relaţia (20) expresiile timpilor de răspuns al cuadripolilor devin:

$$T_{r_1} = -\mathcal{G}'_1(0); T_{r_2} = -\mathcal{G}'_2(0)$$

şi timpul de răspuns pentru tot dispozitivul:

$$T_r = -\mathcal{G}'(0) = -\lim_{p\to 0}[\mathcal{G}'(p)] = -\lim_{p\to 0}[\mathcal{G}'_2(p)\,\mathcal{G}_2(p) + \mathcal{G}'_2(p)\ \mathcal{G}_1(p)].$$

Ţinînd seama de anexa 1, rezultă:

$$\mathcal{G}_1(0) = \mathcal{G}_2(0) = 1 \quad \text{şi deci}$$

$$T_r = -\mathcal{G}'_1(0) - \mathcal{G}'_2(0) = T_{r_1} + T_{r_2}.$$

Bibliografie

[1] *Hortopan, V.* Răspunsul la excitaţia treaptă de curent a conductorului tubular. În: Electrotehnica **18**, nr. 5, 1970, p. 160–166.

[2] *Hortopan, G.* Aparate electrice. Bucureşti, Ed. Didactică şi Pedagogică, 1967.

[3] *Gary, C.* La mesure des courants de choc critère de qualité d'un shunt E. d. F. dec 1960.

[4] *Schwab, A.* Hochsparmungstechnik Berlin, Springer Verlag, New-York, Heidelberg, 1969.

[5] *Weiss, A. v.* Ubersicht über die theoretische Elektrotechnik Erster Teil. Die physikalisch-mathematischen Grundlagen C. F. Winter'sche Verlagshandlung Prien.

[6] *Hortopan, V.* Contribuţii la studiul comportării dinamice a dispozitivelor de măsură cu şunturi a curenţilor intenşi cu variaţie rapidă. Teză de doctorat. IPB Bucureşti, sept 1970.

[7] CEI-Publication 60 – Recommandation pour la technique des essais à haute tension. Genève CEI 1962.

[8] *Gary, C.* La mesure des grandeurs électriques a variation ultrarapide. E. d. F. oct 1963.

[9] *Hortopan, G.* Tehnica impulsului în laboratorul de înaltă tensiune. Editura Tehnică, 1965.

[10] *Stephanides, H.* Spannungsteiler für hohe Stoss-Spannungen und ihre Anwendung und Messgenauigkeit. În: Scientia Electrica IV 1958, p. 33–46.

[11] *Avramescu, A.* Din problemele teoretice ale transmisiei electrice, Confer. În: Revista de Telecomunicaţii, nr. 2, 1945, p. 271–311.

[12] *Avramescu, A.* Constanta de timp a efectului pelicular în conductoare cilindrice şi tubulare. În; Comunicările Acad. R. P. R., tam. **VIII**, nr. 3, 1958, p. 285–293.

[13] *Mocanu, C.* Contribuţii la studiul parametrilor de timp ai fenomenelor de difuzie. În: Electrotehnica **18**, nr. 10, 1970, p. 365–375.

[14] *Zingales, G.* Considerazioni sul tempo di riposta dei sistemi elettrici. În: Elettrotehnica, nr. 9, 1958, p. 525–528.

[15] *Hortopan, V.* Răspunsul la excitaţia treptată de curent a conductorului cilindric plin. În: Electrotehnica **18**, nr. 4, 1970, p. 117–121.

Intrat în redacţie la 29. XII. 1970

Locomotiva electrică 060 — EA de 5100 kW pentru curent alternativ monofazat de 25 kV, 50 Hz

MARIUS MOISESCU ŞI TRAIAN BĂDULĂŢEANU*— Craiova

CZ 621.335.222.025.1.002/3

Pe linia modernizării transporturilor feroviare, începînd din anul 1967, uzinele Electroputere-Craiova au introdus în fabricaţie curentă locomotiva electrică de tipul 060—EA de 5 100 kW pentru curent alternativ monofazat de 25 kV, 50 Hz, după licenţa firmei ASEA Suedia.

Prima locomotivă a fost dată în exploatare pe linia Braşov — Ploieşti la 14 august 1967.

De la punerea în fabricaţie şi pînă în prezent au fost livrate Căilor Ferate Române un număr de peste 80 de astfel de locomotive. Dacă primele locomotive au fost realizate cu echipament electric în exclusivitate din import, în prezent locomotiva prezintă un înalt grad de integrare, echipamentul fiind asimilat în ţară în proporţie de circa 80%.

Prin performanţele sale deosebite, acest tip de locomotivă s-a impus repede şi în atenţia unor clienţi externi, un număr important de locomotive fiind contractat cu Căile Ferate Jugoslave pentru anii următori.

Este deosebit de interesant de semnalat că această locomotivă este una dintre cele mai puternice locomotive electrice din lume echipată cu redresoare cu siliciu.

Locomotivele electrice 060 EA — 5 100 kW se execută în două variante de viteză 120 km/h şi respectiv 160 km/h.

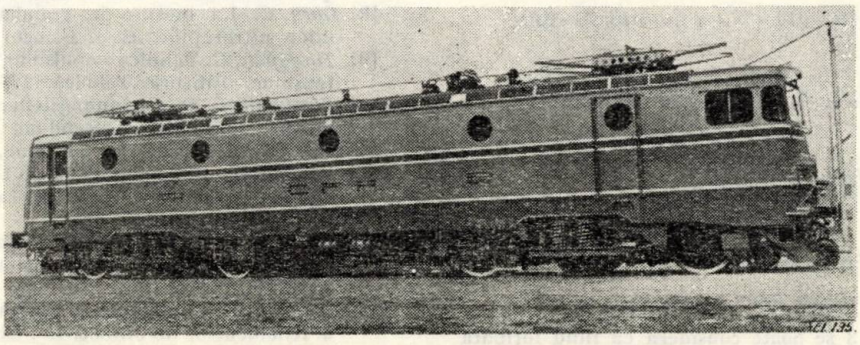


Fig. 1. Locomotiva electrică 060—EA 5 100 kW.

Caracteristici tehnice

Formula osiilor, Co—Co
Tipul locomotivei, 060—EA
Lungimea peste tampoane, 19 800 mm
Lăţimea maximă, 3000 mm
Înălţimea cu pantograful coborît, 4 500 mm
Domeniul de lucru al pantografului măsurat de la ciuperca şinei 4 850—6 700 mm
Distanţa dintre centrele boghiurilor 10 300 mm
Diametrul roţii în stare nouă, 1 250 mm
Greutatea totală
— fără balast 120 t
— cu balast, 126 t
Sarcina pe osie
— fără balast, 20 t
— cu balast 21 t
Viteza maximă
— pentru raport de transmisie i = 3,65, 120 km/h
— pentru raport de transmisie i = 2,74, 160 km/h
Tensiunea nominală a liniei de contact, 25 kV
Frecvenţa, 50 Hz
Tensiunea maximă, 27,5 kV
Tensiunea minimă, 19 kV
Tensiunea minimă de scurtă durată, 17,5 kV
Puterea continuă conform UIC 614/1967, 5 100 kW
Forţa de tracţiune la obadă pentru roţi semiuzate în regim continuu :
a) la viteza maximă de 120 km/h,
— la cîmp plin şi 69,5 km/h, 26 500 kg
— la cîmp redus 50% şi 90,5 km/h, 20 600 kg
b) la viteza maximă de 160 km/h
— la cîmp plin şi 92,5 km/h, 19 900 kg
— la cîmp redus 50% şi 120,5 km/h, 15 400 kg
Forţa de tracţiunea la demaraj, pentru locomotiva de 126 t, 42 000 kg
Puterea continuă a transformatorului, 5 790 kVA
Numărul de trepte la graduator, 40
Numărul treptelor de slăbirea cîmpului, 3
Randamentul total în regim uniorar între linia de contact şi ciuperca şinei aprox. 84%
Factorul de putere în regim uniorar aprox. 0,83%

Construcţia locomotivei

Construcţia locomotivei şi amplasarea celor mai importante agregate este arătată în figura 2. Construcţia cuprinde în partea centrală sala maşinilor în centrul căreia este amplasat agregatul de transformare, iar la cele două capete cîte o cabină de conducere.

Cele 6 motoare de tracţiune de curent ondulat sînt alimentate de la redresoare separate amplasate deasupra fiecărui motor.

* *M. Moisescu* şi *Tr. Bădulăţeanu* sînt ingineri proiectanţi la Centrul de cercetare şi proiectare, Atelierul proiectări locomotive de pe lîngă GUAMEC.

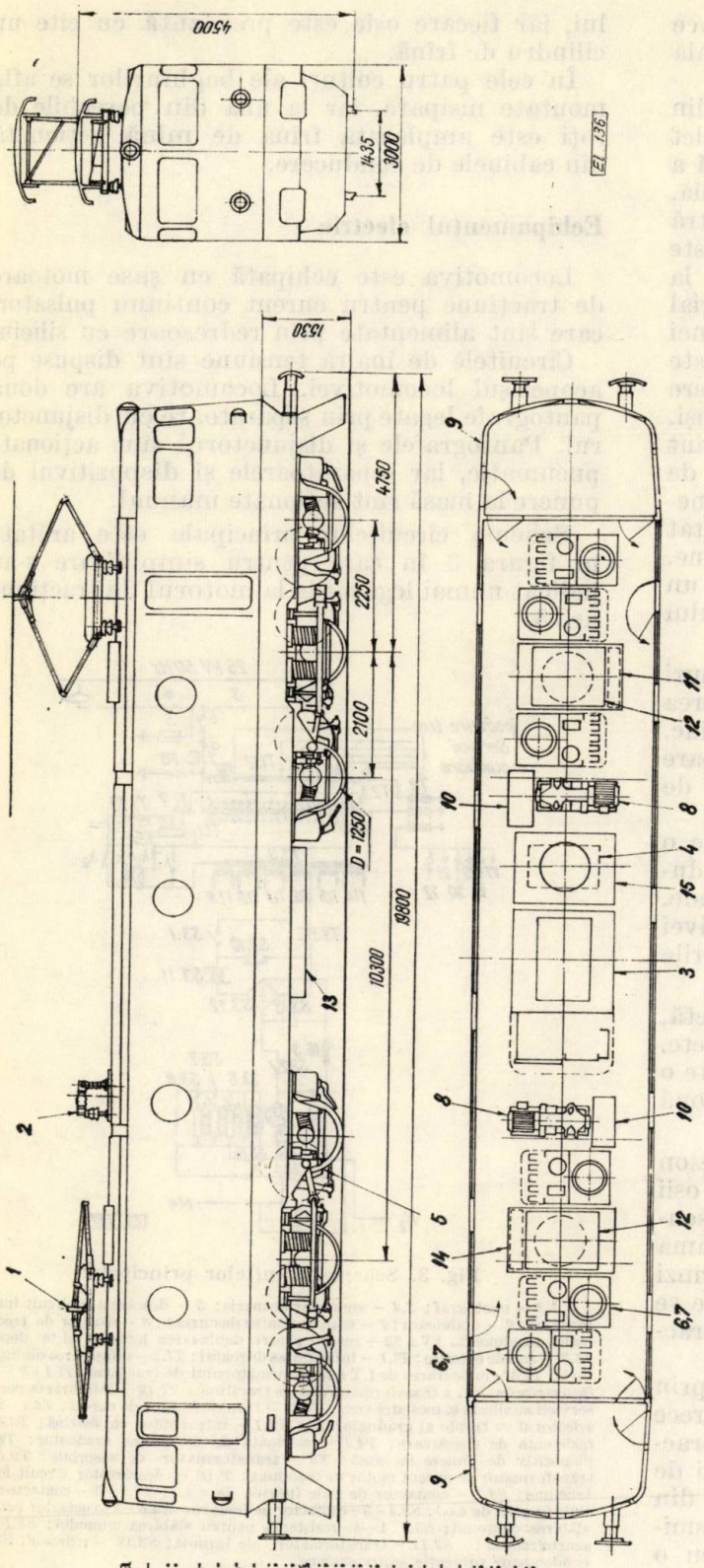


Fig. 2. Amplasarea principalelor agregate pe locomotivă: *1* – pantograf; *2* – întreruptor principal cu separator; *3* – transformator cu graduator; *4* – răcitor de ulei cu ventilator; *5* – motoare de tracțiune; *6* – ventilatoare și aparatură pt. motoare de tracțiune; *7* – redresor cu siliciu; *8* – compresor principal; *9* – post de conducere; *10* – bloc cu aparate pt. frînă, încălzire tren, serv. auxiliare etc.; *11* – bateria cu condensatori pt. defazare; *12* – blocul aparatelor pt. frînă electrică; *13* – baterie acumulator; *14* – blocul aparatelor pt. frînă cu aer comprimat; *15* – self netezire.

Reglarea vitezei locomotivei se face de către mecanic prin acționarea controlerului de comandă, care la rîndul său comandă modificarea tensiunii la ieșirea din transformator.

Locomotiva este prevăzută cu protecții și semnalizări, împotriva eventualelor avarii, avînd totodată și o serie de sisteme de blocaj care nu permit deschiderea ușilor de la blocurile cu aparate dacă în prealabil nu s-a deconectat întreruptorul principal și nu s-a conectat dispozitivul de punere la masă.

Concepția constructivă a locomotivei este bazată pe elemente prefabricate (blocuri de aparate compacte pentru fiecare motor de tracțiune, pentru comandă și supraveghere, pentru frîna electrică sau cu aer comprimat etc.) asigurîndu-se astfel condiții deosebit de favorabile atît pentru montaj cît și pentru întreținere, exploatare sau eventuale reparații. Soluția constructivă adoptată asigură accesul la toate organele componente și folosirea la maximum a spațiului disponibil.

Partea mecanică

Partea mecanică a locomotivei se compune din cutie, două boghiuri și accesorii.

Cutia locomotivei formează cu scheletul metalic inferior o construcție autoportantă în execuție sudată. În calculul cutiei s-a avut în vedere ca cele două tampoane să poată prelua o forță de 100 tf, fără să se iveasică deformări permanente. La ambele capete cutia este prevăzută cu aparate de tracțiune și de șoc și cu curățitoare de cale.

Pentru construcția cutiei și a scheletului metalic inferior se folosesc profile laminate din oțel, precum și tablă din oțel. Scheletul metalic inferior este construit din table groase de 15 mm din oțel calmat sau semicalmat (produse în țară conform STAS 500/2 — 1968). Longeronii sînt construiți din tablă cu grosimea de 15 mm îndoită transversal pe direcția de laminare. În zonele situate deasupra boghiurilor, longeronii sînt chesonați, iar în partea centrală formează o cutie deschisă spre interior, care permite montarea balastului necesar pentru mărirea greutății aderente a locomotivei. Traversele frontale sînt astfel executate încît permit montarea ulterioară a cuplei centrale. Cutia locomotivei este executată din tablă groasă de 3 mm, care îmbracă scheletul metalic superior format din profile laminate și table îndoite.

În acoperiș sînt prevăzute deschideri prin care se pot introduce sau scoate diverse agregate sau ansamble ale locomotivei.

Aceste deschideri sînt prevăzute cu capace duble, care asigură totodată intrarea laterală a aerului spre agregatele din sala maşinilor.

Cabinele de conducere sînt executate din table groase de 5 mm, sudate pe un schelet format din diverse profile. În partea dreaptă a cabinei de conducere se află o fereastră mobilă, iar în partea stîngă se află o uşă cu fereastră mobilă. Podeaua cabinelor de conducere este confecţionată dintr-un material rezistent la apă şi este acoperită cu un covor din material plastic. Pereţii interiori şi tavanul cabinei sînt căptuşiţi cu vată minerală peste care este aşezat un placaj perforat. Cabinele de conducere comunică cu sala maşinilor prin cîte două uşi. Aparatele de conducere şi supraveghere sînt astfel amplasate încît să permită maximum de accesibilitate pentru mecanic. Încălzirea cabinelor de conducere se face cu un aeroterm montat în sala maşinilor, care suflă aer cald în cabine. Pe fiecare pupitru de conducere se află cîte un ventilator electric, iar în dreapta mecanicului este montat un încălzitor electric.

Ferestrele frontale sînt prevăzute cu geamuri încălzite electric, pentru a preveni depunerea de ghiaţă şi sînt fixate prin garnituri de cauciuc. De asemenea ele sînt prevăzute cu ştergătoare de geam acţionate pneumatic şi instalaţie de spălat geamurile.

Sala maşinilor are de o parte şi alta cîte o uşă de revizie, aşezate lîngă cabinele de conducere şi cîte 4 ferestre cu geamuri rotunde.

Toate aparatele montate în cutia locomotivei sînt în aşa fel dispuse, încît controlul şi lucrările de revizie să fie uşor de efectuat.

În locomotivă mai există un dulap de toaletă, un dulap de scule, frigider, reşou electric etc.

În fiecare capăt al cutiei se amplasează cîte o instalaţie de semnalizare acustică cu două tonuri.

Boghiurile sînt executate din grinzi cheson sudate. Fiecare boghiu este aşezat pe trei osii prin intermediul unor plăci de cauciuc. Discurile roţilor sînt pline şi fretate la cald. Rama boghiului este prevăzută central cu două grinzi transversale şi două grinzi de capăt pe care se sprijină, complet suspendat, motoarele de tracţiune.

Transmisia cuplului motor se face prin intermediul unui arbore de torsiune care trece prin interiorul axului gol al motorului de tracţiune. Cuplajul cu roţi dinţate al motorului de tracţiune şi cuplajul cu bolţuri cauciucate din corpul pinionului angrenajului asigură o transmisie elastică a cuplului motor concomitent cu o arcuire a ramei boghiului pe resoartele sale.

Cutia se sprijină pe fiecare boghiu prin intermediul a două perechi de resoarte elicoidale. Cele două boghiuri sînt legate între ele printr-o cuplă transversală care permite o uşoară înscriere în curbă a boghiului. Boghiurile sînt prevăzute cu sistem de ungere a buzei bandajului, iar fiecare osie este prevăzută cu cîte un cilindru de frînă.

În cele patru colţuri ale boghiurilor se află montate nisipare, iar la una din perechile de roţi este amplasată frîna de mînă acţionată din cabinele de conducere.

Echipamentul electric

Locomotiva este echipată cu şase motoare de tracţiune pentru curent continuu pulsator, care sînt alimentate prin redresoare cu siliciu.

Circuitele de înaltă tensiune sînt dispuse pe acoperişul locomotivei. Locomotiva are două pantografe legate prin separatoare cu disjunctorul. Pantografele şi disjunctorul sînt acţionate pneumatic, iar separatoarele şi dispozitivul de punere la masă sînt acţionate manual.

Schema circuitelor principale este arătată în figura 3 în care pentru simplificare s-au indicat numai legăturile la motorul de tracţiune nr. 3.

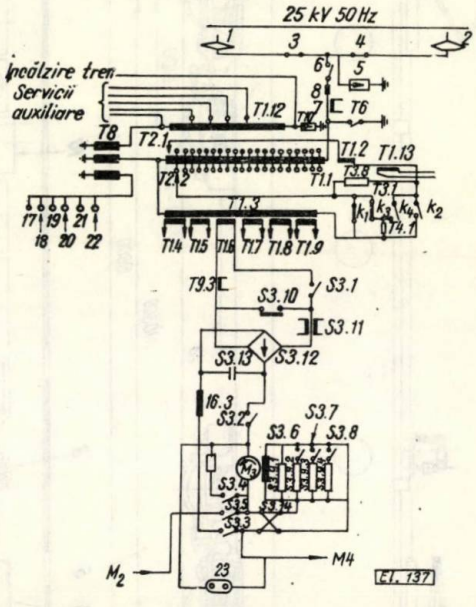


Fig. 3. Schema circuitelor principale:

1,2 – pantograf; *3,4* – separator acoperiş; *5* – descărcător circuit înaltă tensiune; *6* – disjunctor; *7* – transformator de curent; *8* – izolator de trecere înaltă tensiune 25 kV; 23 – racord pentru deplasarea locomotivei în depou; *16.3* – self de netezire; *T1.1* – înfăşurarea de reglaj; *T1.2* – înfăşurarea suplimentară; *T1.3* – înfăşurarea de I.T a transformatorului de tracţiune; *T1.4÷9* – înfăşurarea de J.T. a transformatorului de tracţiune; *T1.12* – înfăşurarea pentru servicii auxiliare şi încălzire tren; *T1.13* – transformator de curent; *T2.1–2* – selectorul cu trepte al graduatorului; *T3.1* – întreruptor în sarcină; *T3.8* – rezistenţă de descărcare; *T4.1i* – rezistenţă de comutare graduator; *T6* – dispozitiv de punere la masă; *T8* – transformator de absorbţie; *T9.3* – transformator de curent motor de tracţiune; *T.10* – descărcător circuit joasă tensiune; *S3.1* – contactor de linie (partea de c.a.); *S3.2–3* – contactor de linie (partea de c.c.); *S3.4–5* – contactor de frînare; *S3.6–8* – contactor pentru slăbirea cîmpului; *S3.9*: 1–4 – rezistenţă pentru slăbirea cîmpului; *S3.10* – scurtcircuitor; *S3.11* – transformator de impuls; *S3.12* – redresor; S3.13 condensator protecţie supratensiune.

Agregatul de transformare. Transformatorul principal are înfăşurarea secundară împărţită în 6 înfăşurări separate, revenind cîte una pentru fiecare motor de tracţiune. Reglarea tensiunii se face pe partea de înaltă tensiune cu ajutorul unui graduator cu 40 de trepte

acționat cu un motor electric. O altă înfășurare secundară asigură alimentarea circuitelor auxiliare și încălzirea trenului.

Graduatorul se compune dintr-un selector, un dispozitiv de acționare și întrerupere în sarcină și un motor de antrenare.

Datele principale ale agregatului de transformare sînt :

- puterea de durată 5 790 kVA
- raportul de transformare al transformatorului principal (pe treapta 40) 25 000/967 V.
- puterea înfășurării pentru servicii auxiliare, 160 kVA ; 380 V
- puterea înfășurării pentru încălzirea trenului, 700 kVA ; 1 507 V
- greutatea totală a agregatului de transformare, 14 600 kg

Blocurile de redresoare. Locomotiva este echipată cu 6 blocuri de redresoare distincte care alimentează cu curent continuu pulsator fiecare motor de tracțiune.

Fiecare bloc de redresare este format din 48 diode cu siliciu montate în punte conform schemei din figura 4.

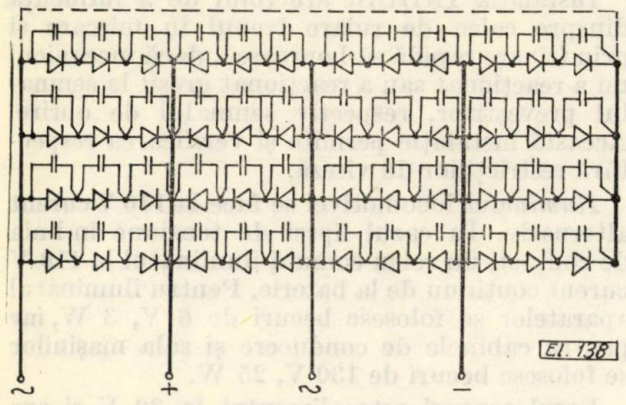


Fig. 4. Schema de conexiuni a punții de redresare.

Blocul redresor este montat deasupra motorului respectiv, iar diodele cu siliciu sînt montate pe un cilindru cu corpurile de răcire spre interiorul cilindrului în așa fel încît să poată fi folosită o cale comună pentru aerul de răcire atît pentru redresor cît și pentru motor.

Pentru protecția redresoarelor la scurtcircuit sînt prevăzute protecții rapide, comandate prin transformatoare de impuls. Descărcătoarele de tensiune de pe partea primară și secundară a transformatorului, în combinație cu o protecție cu condensatoare pe partea de curent continuu a redresoarelor, protejează partea de alimentare a motoarelor de tracțiune contra supratensiunilor.

Selfurile de netezire. În scopul asigurării unei comutații corespunzătoare la motoarele de tracțiune curentul ondulat debitat de redresoare este aplatisat prin intermediul unor selfuri de netezire.

Din punct de vedere constructiv cele 6 selfuri de netezire constituie o unitate fiind montate pe un miez magnetic comun. Ele sînt amplasate în canalul de ventilație al transformatorului sub răcitorul de ulei al acestuia.

Motoarele de tracțiune. Motoarele electrice cu care este echipată locomotiva electrică 060—EA sînt motoare electrice de curent ondulat cu excitație serie, cu 8 poli și înfășurare de compensație.

Înfășurările sînt izolate în clasa de izolație F.

Pentru realizarea a trei trepte de slăbirea cîmpului sînt prevăzute trei rezistențe de șuntare a excitației.

Principalele caracteristici ale acestor motoare sînt :

	regim unio-rar		*regim de durată*
— puterea, kW,	900		850
— turația, rot/min,	1 100		1 080
— tensiunea, V,	770		770
— curent rotoric, A,	1 250		1 180
— turația maximă, rot/min,		1 920	
— curent rotoric maxim, A,		2 000	
— coeficient maxim de slăbire a cîmpului (treapta a III-a),		0,5	

Ventilația se face cu aer absorbit din exterior prin spațiul special prevăzut între plafonul sălii mașinilor și acoperișul locomotivei și condus printr-un canal vertical la fiecare motor de tracțiune.

Transmisia cuplului motor de la motor la osie se face prin intermediul unui arbore de torsiune așa cum s-a arătat în paragraful referitor la boghiurile locomotivei.

Serviciile auxiliare. Cuprind motoarele pentru ventilație, compresoarele și pompa de ulei pentru răcirea transformatorului principal. Aceste motoare sînt trifazate la 380 V, 50 Hz, fiind alimentate de la o înfășurare auxiliară a transformatorului. Defazajul tensiunilor pentru alimentarea trifazică se obține prin intermediul unor condensatoare și bobine de reactanță.

Motoarele sînt împărțite în grupe de puteri apropiate, pentru a se putea realiza simetria tensiunii de alimentare cu condensatoare de aceeași capacitate.

Motoarele utilizate sînt următoarele :

- 2 motoare pentru compresoarele principale de 22 kW ; 42 A ; 1 455 rot/min,
- 12 motoare pentru ventilația motoarelor de tracțiune și a redresoarelor cu siliciu de 4 kW ; 7,8 A ; 2 890 rot/min,
- 1 motor pentru ventilatorul transformatorului de 11 kW ; 23 A ; 1 460 rot/min.
- 1 motor pentru pompa de ulei a transformatorului de 2,1 kW ; 3,95 A ; 1 460 rot/min,
- 2 motoare pentru ventilatoarele de răcire a rezistențelor de frînare de 11 kW ; 23 A ; 1 460 rot/min.

Cele două compresoare principale produc aer comprimat la 10 atmosfere, avînd debitul de 2 100 l/min fiecare.

Compresorul auxiliar este antrenat de un motor de curent continuu la 110 V. El este alimentat de la bateria de acumulatoare și deser-

veşte pantografele şi întreruptorul principal. Ventilatoarele motoarelor de tracţiune cu aripi elicoidale duble, sînt aşezate vertical deasupra blocurilor de redresare, cîte două pentru fiecare bloc.

Pompa de ulei este construită într-un ansamblu capsulat cu motorul de antrenare.

Ventilatoarele transformatorului şi rezistenţelor de frînare sînt ventilatoare simple cu aripi elicoidale.

Locomotiva este echipată cu un dispozitiv pentru alimentarea din exterior cu curent alternativ trifazat de 380 V, pentru probe.

Motorul de tracţiune nr. 3 este prevăzut cu un dispozitiv pentru alimentarea din exterior cu tensiune joasă (50 — 100 V) curent continuu, pentru a permite deplasarea locomotivei în depou.

Aparatura de comandă. Comenzile locomotivei se fac la 110 V curent continuu. Curentul de comandă este furnizat de o baterie de acumulatoare cu plumb, compusă din 9 cutii a cîte 6 elemente. Fiecare cutie are o tensiune de 12 V şi o capacitate de 72 Ah. Cutiile sînt legate în serie şi sînt dispuse lateral, sub scheletul metalic inferior.

Schemele de automatizare a comenzilor pentru toate regimurile de funcţionare ale locomotivei cuprind :

— butoane şi întreruptoare manuale de comandă ;
— comutatoare ;
— relee intermediare cu sau fără temporizare ;
— prize şi fişe cu contacte multiple.

Aparatura de comandă şi cea de supraveghere este montată în blocuri separate, dispuse în sala maşinilor şi cabinele de conducere.

Aparatura de protecţie şi semnalizare. Circuitele de comandă, măsură, iluminat şi cele pentru instalaţiile de încălzire sînt protejate prin siguranţe automate.

Sînt prevăzute de asemenea protecţii specializate pentru regimurile de funcţionare ale locomotivei cum sînt : protecţia redresoarelor, a motoarelor de tracţiune, a maşinilor electrice pentru serviciile auxiliare, protecţia antipatinaj, protecţia aparatajului în perioada de comutare pe înaltă tensiune şi în sistemul trifazat etc.

Aparatura de protecţie şi semnalizare cuprinde :

— întreruptoare automate şi relee termice pentru protecţia motoarelor electrice ale serviciilor auxiliare ;
— termocontacte ;
— relee de curent şi de tensiune pentru valori maxime sau minime, alimentate prin transformatoare de măsură ;
— relee de semnalizare ;
— relee de presiune ;
— semnalizări acustice etc.

Toate aceste aparate influenţează direct sau prin relee intermediare asupra disjunctorului, care declanşează la procese anormale sau deranjamente întîmplătoare.

Protecţia pentru conducerea locomotivei a fost iniţial asigurată de un dispozitiv de siguranţă „Om mort", acţionat de o pedală cu 3 poziţii, dintre care numai poziţia de mijloc este poziţia de funcţionare. Acţionarea bobinei de către pedala de siguranţă „Om mort" începe la 5 secunde de la eliberarea sau apăsarea completă a acesteia.

În ultimul timp protecţia pentru conducerea locomotivei a fost îmbunătăţită prin montarea dispozitivelor de protecţie VACMA şi INDUSI.

Dispozitivul de veghe automată, cu controlul menţinerii apăsării (VACMA)prezintă numeroase avantaje în comparaţie cu vechiul dispozitiv „Om mort". Prin concepţia sa el este activ chiar în cazul blocajului accidental sau provocat al contactorului de autocontrol. Dispozitivul VACMA obligă mecanicul să menţină o apăsare însă totodată el trebuie cel puţin o dată pe minut să nu mai execute pentru un timp foarte scurt această apăsare. Nerespectarea acestui program de slăbire periodică a apăsării pe pedală se traduce prin semnale sonore urmate la scurt timp de frînarea de urgenţă şi oprirea automată a locomotivei şi a trenului.

Instalaţia INDUSI are rolul de a influenţa dinspre calea de rulare trenul în mişcare şi prin frînare rapidă să-l oprească, dacă mecanicul nu a reacţionat sau a reacţionat greşit la semnalul prevestitor, respectiv semnalul de oprire. Această instalaţie permite şi verificarea respectării restricţiilor de viteză.

Iluminatul locomotivei se face la 110 V curent alternativ. În cazul lipsei de tensiune în linia de contact, un releu comută iluminatul la 110 V curent continuu de la baterie. Pentru iluminatul aparatelor se folosesc becuri de 6 V, 3 W, iar pentru cabinele de conducere şi sala maşinilor se folosesc becuri de 130 V, 25 W.

Farul control este alimentat la 30 V şi are bec de 200 W, iar lămpile de semnalizare sînt alimentate la 110 V curent continuu sau curent alternativ şi au cîte două becuri unul roşu de 25 W şi unul alb de 100 W.

Încălzirea trenului şi a cabinelor de conducere. Pentru încălzirea trenului este prevăzută o înfăşurare secundară în agregatul de transformare cu o putere de 700 kVA. Comanda de încălzire a trenului se dă printr-o cheie de comandă, întreruptoare manuale şi un contactor electromagnetic.

Cuplarea încălzirii trenului se face prin 4 prize plasate cîte două la fiecare capăt al locomotivei.

Încălzirea cabinelor de conducere se face prin aeroterme (3 × 2 kW) şi radiatoare de 380 W aşezate lîngă fereastra mobilă.

Frîna reostatică. Locomotiva este prevăzută cu o frînă reostatică de 3 400 CP, care asigură o forţă de frînare de durată de 21 000 kgf la 45 km/h. În timpul frînării electrice, înfăşurările de excitaţie ale celor 6 motoare de tracţiune sînt conectate în serie şi alimentate de la redresorul unuia din motoarele de tracţiune.

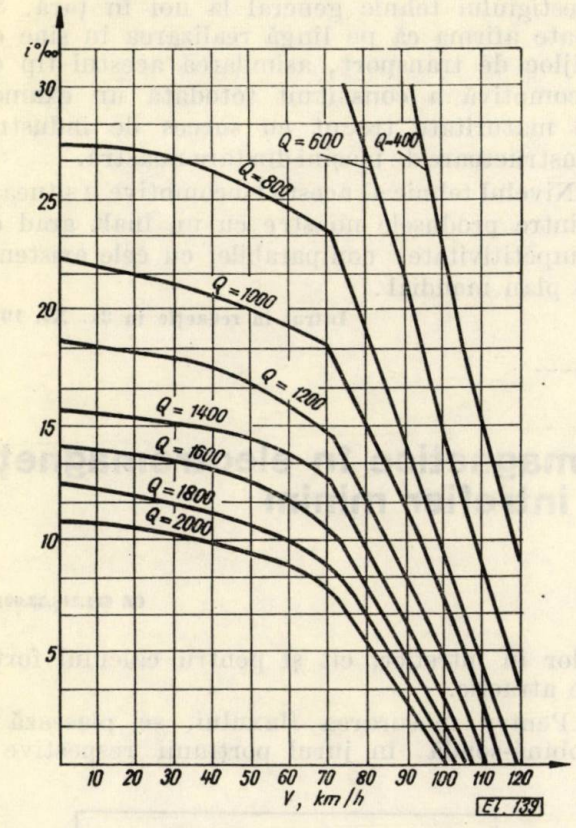


Fig. 5. Diagrama de remorcare pentru trenuri de marfă.

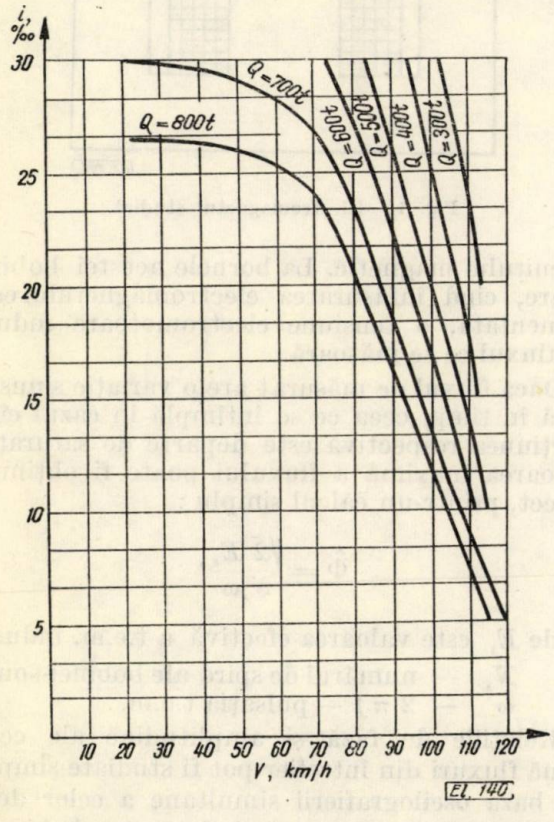


Fig. 6. Diagrama de remercare pentru trenuri de persoane.

Instalaţia radio-telefon. Locomotiva este dotată cu cîte un radio-telefon în fiecare cabină, pentru comunicarea între două locomotive ale aceluiaşi tren.

Instalaţia pneumatică

Instalaţia pneumatică se compune din două compresoare principale, un compresor auxiliar, rezervoare de aer, precum şi diverse aparate. Ea deserveşte circuitele prin frîna directă şi automată precum şi aparatele cu comandă pneumatică sau electropneumatică.

Sistemul de frînare are un autoregulator tip Knorr D2 pentru frîna indirectă şi un robinet Oerlikon FD1 pentru frîna directă. Frîna este acţionată de 6 cilindrii de 12″. Fiecare roată este frînată pe ambele părţi cu saboţi identici. Reglajul saboţilor se face prin regulatoare de frînă.

Performanţe

Pentru a avea o imagine cît mai fidelă în legătură cu performanţele de exploatare care le poate atinge locomotiva electrică 060—EA este util a se face unele comparaţii cu performanţele atinse de locomotiva diesel electrică de 2100 CP fabricată tot la Electroputere Craiova.

Astfel locomotiva electrică 060—EA poate remorca un tren de marfă de 1 500 tf în palier cu viteza de 105 km/h în timp ce acelaşi tren este remorcat de locomotiva diesel electrică de 2100 CP numai cu 55 km/h, iar un tren de călători de 700 tf în palier este remorcat cu o viteză de 120 km/h de locomotiva electrică şi numai de 96 km/h de locomotiva diesel electrică.

În figurile 5 şi 6 sînt reprezentate diagramele de remorcare ale locomotivei 060—EA 5 100 kW pentru trenuri de marfă şi trenuri de călători de diferite tonaje.

În diagrame s-au folosit următoarele notaţii :

i — declivitatea liniei, în ‰ ;
v — viteza de remorcare, în km/h ;
Q — tonajul trenului, în t.

La ridicarea diagramelor s-au folosit următoarele formule pentru calculul rezistenţei de înaintare a vagoanelor :

— pentru vagoane de marfă $F_r = 2 + \frac{v^2}{1\,750}$ kg/tonă ;

— pentru vagoane de călători $F_r = 2 + \frac{v^2}{3\,100}$ kg/tonă.

De menţionat că aceste relaţii ţin seama de vagoane a căror rezistenţă de rulare este mai mare decît majoritatea celor existente în parcul de vagoane al CFR-ului. Prin urmare performanţele reale sînt chiar mai bune decît cele ce rezultă din aceste diagrame.

Concluzii

Realizarea locomotivei electrice 060—EA 5 100 kW, reprezintă un pas important pe calea modernizării transporturilor feroviare din R.S. România.

În ansamblul realizărilor industriei construcțoate de mașini din țara noastră locomotiva electrică de 5 100 kW ocupă un loc de prim ordin. Complexitatea acestei locomotive, gradul înalt de tehnicitate au contribuit la ridicarea prestigiului tehnic general la noi în țară. Se poate afirma că pe lîngă realizarea în sine ca mijloc de transport, asimilarea acestui tip de locomotivă a constituit totodată un examen de maturitate trecut cu succes de industria constructoare de mașini din țara noastră.

Nivelul tehnic al aceste i locomotive o situează printre produsele noastre cu un înalt grad de competitivitate comparabile cu cele existente pe plan mondial.

Intrat în redacție în 21. XI. 1970

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Studiul experimental al fluxurilor magnetice în electromagneții de curent alternativ monofazat la intrefier minim

PAUL DINCULESCU* — București

CZ 621.318.33.001.5

Datorită neliniarității circuitului magnetic în zona întrefierului, studiul pentru poziția închis (la întrefier minim) în cazul electromagneților de curent alternativ monofazat, prevăzuți cu spiră ecran, nu poate fi efectuat printr-un calcul analitic, fiind necesară o modelare cu ajutorul calculatoarelor analogice.

Un astfel de studiu a fost prezentat, pentru un electromagnet de tip E, într-o lucrare anterioară [1].

Pentru a vedea în ce măsură rezultatele obținute prin modelare pot servi drept bază pentru construcția unui electromagnet, s-a trecut la realizarea practică a electromagnetului pentru care a fost efectuat studiul teoretic și s-au studiat fluxurile în zona întrefierului.

1. Construcția electromagnetului

Electromagnetul construit este de tip E simetric, cu spire ecran pe coloanele externe (fig. 1). Circuitul magnetic este realizat din tole cu grosimea de 1 mm, folosite în construcția curentă a electromagneților. Curba de magnetizare a tolelor, utilizată în calculul teoretic, a fost ridicată experimental, la întreprinderea Electroaparataj, pe eșantioane din aceeași tablă din care s-a construit electromagnetul.

2. Studiul experimental al fluxurilor.

Determinarea experimentală a fluxurilor în coloana electromagnetului, ca și în porțiunile ecranată și neecranată ale polului cu spiră ecran, este de mare importanță, oferind datele necesare atît pentru studiul distribuției fluxurilor în întrefier, cît și pentru calculul forței de atracție.

Pentru măsurarea fluxului, se plasează o bobină-sondă în jurul porțiunii respective a

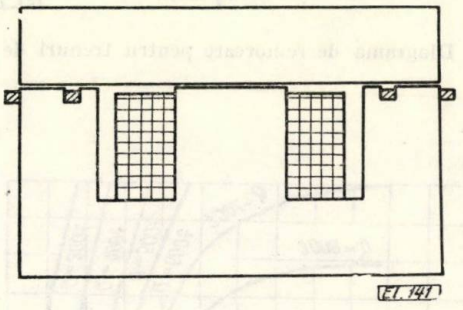


Fig. 1. Electromagnetul studiat.

circuitului magnetic. La bornele acestei bobine apare, cînd înfășurarea electromagnetului este alimentată, o tensiune electromotoare indusă de fluxul ce se măsoară.

Dacă fluxul de măsurat are o variație sinusoidală în timp, ceea ce se întîmplă în cazul cînd porțiunea respectivă este departe de saturație, valoarea maximă a fluxului poate fi obținută direct, printr-un calcul simplu :

$$\hat{\Phi} = \frac{\sqrt{2}\, E_s}{N_s \omega},$$

unde E_s este valoarea efectivă a t.e.m. induse ;

N_s — numărul de spire ale bobinei-sondă

ω — $2\pi f$ — pulsația t.e.m.

Relațiile de fază și amplitudine ale celor două fluxuri din întrefier pot fi studiate simplu, pe baza oscilografierii simultane a celor două tensiuni electromotoare induse în bobinele-

* Ing. *P. Dinculescu*, este asistent la Institutul politehnic București, Facultatea electrotehnică.

sondă corespunzătoare, întrucît fluxurile prezintă aceeași variație în timp, dar la altă scară, ca și tensiunile electromotoare.

În cazul cînd în porțiunea de circuit magnetic, în care urmează să se determine fluxul, inducția are valori ridicate, fluxul va fi nesinusoidal și curba de variație a sa în timp trebuie obținută prin integrarea curbei de variație a tensiunii electromotoare induse. Oscilografierea simultană sau reprezentarea pe aceeași diagramă a curbelor rezultate în urma integrării permit apoi studiul repartiției celor două fluxuri din întrefier.

Pentru obținerea integralei tensiunii electromotoare induse, se pot utiliza mai multe procedee.

2.1. *Integrarea grafică*

Se oscilografiază tensiunea electromotoare respectivă, apoi curba obținută este integrată grafic.

Acest procedeu nu necesită nici o aparatură suplimentară, dar este laborios și introduce erori mari. Dacă se dispune de un planimetru, pentru determinarea ariilor, erorile se reduc.

2.2. *Integrarea prin utilizarea unei rețele pasive în circuit deschis*

Schema funcțională a unui sistem în circuit deschis este redată în figura 2.

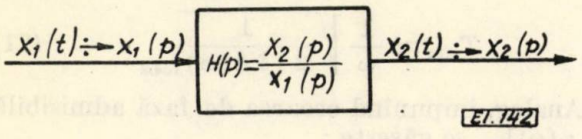


Fig. 2. Schema funcțională a unui sistem în circuit deschis.

Dreptunghiul reprezintă dispozitivul de integrare iar săgețile reprezintă cele două mărimi caracteristice: mărimea de intrare $X_1(t)$ — respectiv transformarea sa Laplace $X_1(p)$ — și mărimea de ieșire $X_2(t)$ — respectiv transformata sa Laplace $X_2(p)$.

Din teoria sistemelor de reglare automată [2] se cunoaște definiția funcției de transfer a sistemului:

$$H(p) = \frac{X_2(p)}{X_1(p)}. \tag{1}$$

Rezultă că mărimea de ieșire se poate calcula în funcție de mărimea de intrare:

$$X_2(p) = X_1(p) \cdot H(p). \tag{2}$$

Cînd mărimea de intrare este reprezentată printr-o funcție periodică ce poate fi descompusă în armonici (cazul tensiunii electromotoare induse în bobina-sondă), analiza sistemului se face pe baza transformării Fourier, considerînd separat fiecare armonică.

În cele ce urmează, ne vom referi numai la armonica fundamentală.

Pentru o mărime de intrare de amplitudine egală cu unitatea și de fază constantă $X_1(t) = 1 \cdot \sin \omega t$, datorită liniarității sistemului, mărimea de ieșire va fi tot sinusoidală:

$$X_2(t) = A \cdot \sin(\omega t + \varphi). \tag{3}$$

În relația (3) $A = A(\omega)$ reprezintă caracteristica amplitudine-frecvență, iar $\varphi = \varphi(\omega)$ reprezintă caracteristica de fază a sistemului.

Punînd $p = j\omega$ în expresia funcției de transfer, obținem caracteristica amplitudine-fază a sistemului:

$$H(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega) = A(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)}. \tag{4}$$

În acest caz, modulul lui $H(j\omega)$:

$$A(j\omega) = \sqrt{[P(\omega)]^2 + [Q(\omega)]^2} \tag{5}$$

reprezintă caracteristica amplitudine-frecvență a sistemului cu funcția de transfer $H(p)$, iar argumentul său:

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arc\,tg} \frac{Q(\omega)}{P(\omega)} \tag{6}$$

reprezintă caracteristica de fază.

Funcția de transfer a sistemelor reale diferă de funcția de transfer a sistemelor ideale, eroarea de realizare a funcției de transfer determinînd astfel o eroare în obținerea mărimii de ieșire pentru aceeași mărime de intrare $X_1(t)$.

Dacă $H(p)_i$ este funcția de transfer a sistemului ideal iar $H(p)_r$ — funcția de transfer a sistemului real, eroarea de obținere a mărimii de ieșire va fi:

$$\Delta X_2(t) = X_2(t)_i - X_2(t)_r$$

sau

$$\Delta X_2(p) = X_1(p)\,[H(p)_i - H(p)_r]. \tag{7}$$

Ținînd seama de expresia caracteristicii amplitudine-fază a sistemului, rezultă că eroarea de redare a mărimii de ieșire se va caracteriza prin eroarea de amplitudine

$$\Delta A(\omega) = A(\omega)_i - A(\omega)_r \tag{8}$$

și prin eroarea de fază

$$\Delta\varphi(\omega) = \varphi(\omega)_i - \varphi(\omega)_r. \tag{9}$$

Funcționarea unui dispozitiv ideal de integrare, avînd constanta de timp, T, este descrisă de relația:

$$X_2(t) = \frac{1}{T}\int_0^t X_1(t) \cdot dt. \tag{10}$$

Aplicînd relației (10) transformarea Laplace, rezultă:

$$X_2(p) = \frac{X_1(p)}{pT}, \tag{11}$$

de unde se poate deduce funcția de transfer:

$$H(p) = \frac{1}{pT} \tag{12}$$

Trecînd la transformata Fourier, rezultă:

$$H(j\omega) = \frac{1}{j\omega T}. \tag{13}$$

Din relația (13) se deduce:

$$A(\omega) = |H(j\omega)| = \frac{1}{\omega T}$$

$$\varphi(\omega) = -\operatorname{arc\,tg} \infty = -\frac{\pi}{2}. \tag{14}$$

Prin urmare, pentru o mărime de intrare sinusoidală, un dispozitiv de integrare ideal produce o reducere a amplitudinii mărimii de intrare, reducere care este funcție de frecvență, și o defazare a mărimii de ieșire cu $\pi/2$ în urma mărimii de intrare.

Dispozitiv de integrare utilizînd o rețea pasivă RC. Fie rețeaua din figura 3, reprezentînd un cuadripol format dintr-o rezistență R și o capacitate C. La bornele $1,1'$ se aplică tensiunea u_1, primită de la bobina-sondă, iar la bornele $2,2'$ se obține tensiunea u_2.

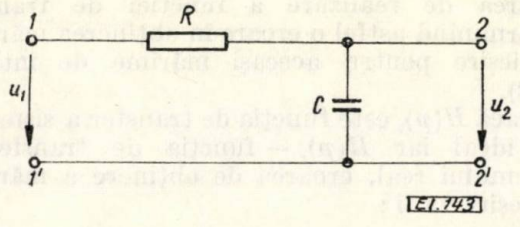


Fig. 3. Dispozitiv de integrare cu rețea pasivă RC.

Funcția de transfer a acestui cuadripol se determină din relațiile:

$$U_1(p) = I(p) \cdot R + I(p) \cdot \frac{1}{pC}$$

$$U_2(p) = I(p) \cdot \frac{1}{pC} = U_1(p) \frac{1}{1 + pRC} =$$

$$= U_1(p) \cdot \frac{1}{1 + pT}. \tag{15}$$

Rezultă:

$$H(p) = \frac{1}{1 + pT}. \tag{16}$$

Comparînd expresia funcției de transfer pentru dispozitivul studiat (16) și pentru dispozitivul ideal (12), rezultă eroarea de integrare:

$$\Delta U_2(p) = U_2(p)_i - U_2(p)_r = U_1(p) \cdot \frac{1}{pT(1 + pT)}. \tag{17}$$

Relația (17) arată că eroarea absolută de integrare crește cu timpul de integrare.

Pentru o mărime de intrare cu o variație sinusoidală $u_1(t) = A \sin(\omega t + \varphi)$, precizia integrării este dată de erorile de amplitudine și o fază cu care este redată mărimea de ieșire.

Trecînd la transformarea Fourier, din relația (16) rezultă:

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega T} = \frac{1}{1 + (\omega T)^2} - j\frac{\omega T}{1 + (\omega T)^2}. \tag{18}$$

de unde:

$$A(\omega)_r = \sqrt{\frac{1}{1 + (\omega T)^2}}$$

$$\varphi(\omega)_r = \operatorname{arc\,tg}(-\omega T). \tag{19}$$

Eroarea relativă de amplitudine va fi:

$$\delta A(\omega) = \frac{\Delta A(\omega)}{A(\omega)_i} = \frac{A(\omega)_i - A(\omega)_r}{A(\omega)_i} =$$

$$= 1 - \sqrt{\frac{(\omega T)^2}{1 + (\omega T)^2}}. \tag{20}$$

Impunînd eroarea admisibilă cu care este redată amplitudinea mărimii de ieșire $[\delta A(\omega)]_{adm}$ și cunoscînd frecvența, din relația (20) rezultă, după o serie de transformări, constanta de timp minimă a dispozitivului:

$$T_{min} \approx \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{1}{2[\delta A(\omega)]_{adm}}}. \tag{21}$$

Analog, impunînd eroarea de fază admisibilă $[\delta \varphi(\omega)]_{adm}$ se găsește:

$$T_{min} \approx \frac{1}{\omega} \operatorname{tg}\{1 - [\delta\varphi(\omega)]_{adm}\} \frac{\pi}{2}. \tag{22}$$

Relațiile (21) și (22) permit determinarea parametrilor circuitului de integrare $T = RC$. Pentru a se realiza cea mai bună precizie, atît ca amplitudine cît și ca fază, din cele două valori ale constantei de timp, date de relațiile de mai sus, se va alege valoarea cea mai mare.

După cum rezultă din relațiile (21) și (22), circuitul pasiv de integrare RC dă rezultate cu atît mai bune cu cît frecvența este mai ridicată sau cu cît constanta de timp a circuitului este mai mare. Un asemenea circuit prezintă dezavantajul că, la frecvențe relativ joase, constanta de timp T trebuie să fie mare și, în acest caz, tensiunea de ieșire este mică.

Acest inconvenient se poate remedia utilizînd un amplificator pentru creșterea nivelului mărimii de ieșire (fig. 4). Soluția nu este însă pe deplin satisfăcătoare, în cazul în care se doresc precizii mari, întrucît oscilațiile factorului de amplificare, neliniaritatea amplificatoru-

lui și zgomotul mărimii de intrare la amplificator conduc la creșterea erorii de integrare.

2.3. Integrarea cu ajutorul dispozitivelor în circuit închis (cu reacție)

Schema structurală a unui sistem cu circuit închis este reprezentată în figura 5.

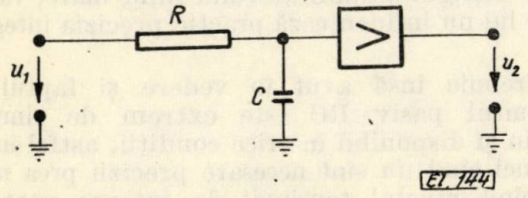


Fig. 4. Rețea de integrare pasivă RC cu amplificator la ieșire.

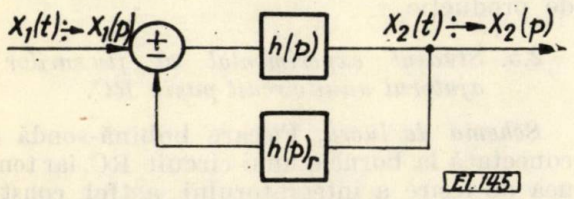


Fig. 5. Schema structurală a unui sistem cu circuit închis.

Schema diferă de cea reprezentată în figura 3 prin prezența elementului de reacție care face ca mărimea de ieșire să fie adusă la intrare. După cum conectarea cu mărimea de intrare este aditivă sau substractivă, reacția este pozitivă sau negativă.

Dacă $h\,(p)$ este funcția de transfer a sistemului fără reacție, iar $h\,(p)_r$ — funcția de transfer a circuitului de reacție, funcția de transfer a sistemului de reacție va fi :

$$H(p) = \frac{h(p)}{1 \pm h(p) \cdot h(p)_r}, \qquad (23)$$

semnul + corespunzînd reacției pozitive, iar semnul — reacției negative.

Reacția negativă este preferată întrucît, în acest caz, rezultatul transformării semnalului de intrare nu este influențat de stabilitatea factorului de amplificare al amplificatorului, fiind determinat numai de parametrii circuitului de reacție și circuitului de intrare.

Dispozitiv de integrare cu reacție. Pentru a realiza un dispozitiv de integrare cu reacție, se utilizează un circuit RC și un amplificator de curent continuu conectate conform schemei principiale din figura 6.

În figura 7 este reprezentată schema unui integrator, ținînd seama de elementele amplificatorului.

S-au notat :

Z_1 — impedanța de intrare pentru calcul ;
Z_g — impedanța de intrare a amplificatorului ;
Z_2 — impedanța de ieșire a amplificatorului ;
Z_s — impedanța de sarcină ;
Z_r — impedanța de reacție ;
I_2 — curentul de ieșire ;
$G(p)$ — cîștigul amplificatorului.

Aplicînd teorema lui Kirchhoff la grila amplificatorului, se poate scrie :

$$\frac{U_1 - U_g}{Z_1} - \frac{U_g}{Z_g} + \frac{U_2 - U_g}{Z_r} = 0. \qquad (24)$$

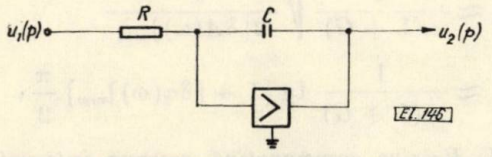


Fig. 6. Dispozitiv de integrare cu reacție.

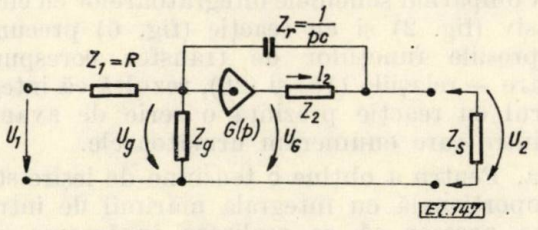


Fig. 7. Schema unui integrator.

Curenți de grilă și de fugă au fost reprezentați prin termenul U_g/Z_g.

Avem, de asemenea, ținînd seama de deriva amplificatorului (U_d) :

$$U_G = G\,(U_g + U_d) \qquad (25)$$

și

$$I_2 = \frac{U_g - U_s}{Z_2}. \qquad (26)$$

Din relațiile (24), (25), (26) rezultă :

$$\frac{U_2}{U_1} = -\frac{Z_r}{Z_1} \cdot \frac{1 - \dfrac{Z_2 \cdot Z_s}{GU_1} \cdot \dfrac{I_2}{Z_T} + \dfrac{U_d}{U_1} \cdot \dfrac{Z_1}{Z_T}}{1 + \dfrac{Z_r}{GZ_T}} \qquad (27)$$

unde

$$\frac{1}{Z_T} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_g} + \frac{1}{Z_r}$$

Pentru un amplificator ideal, vom avea $Z_g = \infty$, $Z_2 = 0$, $U_d = 0$. Ținînd seama că la un integrator $Z_1 = R$, $Z_r = 1/pC$ și notînd $RC = T$, relația (27) devine, după o serie de transformări :

$$U_2 = -U_1 \frac{G}{1 + pT(G+1)}. \qquad (28)$$

Prin urmare, funcția de transfer va fi :

$$H(p) = -\frac{G}{1 + pT(G+1)}. \qquad (29)$$

Printr-un calcul similar cu cel efectuat pentru integratorul cu circuit pasiv, se poate determina constanta de timp minimă corespunzătoare unei anumite erori admisibile pentru amplitudine și fază :

$$T_{min} \approx \frac{1}{\omega(1+G)} \sqrt{\frac{1}{2[\delta A(\omega)]_{adm}}} \qquad (30)$$

$$T_{min} \approx \frac{1}{\omega(1+G)} \operatorname{tg}\{1 - [\delta\varphi(\omega)]_{adm}\}\frac{\pi}{2}. \qquad (31)$$

2.4. Privire comparativă asupra integratoarelor cu circuit pasiv și cu reacție.

Comparînd schemele integratoarelor cu circuit pasiv (fig. 2) și cu reacție (fig. 6) precum și expresiile funcțiilor de transfer corespunzătoare — relațiile (16) și (29), rezultă că integratorul cu reacție prezintă o serie de avantaje printre care enumerăm următoarele.

a. Pentru a obține o tensiune de ieșire strict proporțională cu integrala mărimii de intrare, este necesar să se realizeze încărcarea unui condensator cu un curent proporțional cu tensiunea de intrare.

În cazul circuitului pasiv, încărcarea condensatorului se realizează cu un curent proporțional cu diferența între tensiunea de intrare și tensiunea de ieșire, rezultînd o tensiune de ieșire mică și o creștere a erorii de integrare pe măsura creșterii tensiunii de ieșire.

În cazul folosirii unui integrator avînd în reacție un amplificator cu cîștig mare, tensiunea la intrarea amplificatorului este practic nulă, datorită reacției negative, adică intrarea amplificatorului poate fi considerată la potențialul masei. În felul acesta, curentul prin rezistența R va fi determinat numai de tensiunea de intrare U_1. Curentul de grilă al amplificatorului fiind practic nul, condensatorul C se va încărca cu același curent ce parcurge rezistența R, obținîndu-se astfel o integrare precisă a tensiunii de intrare.

b. Impedanța de intrare a schemei integratorului cu reacție este practic egală cu R. Datorită reacției negative, se obține o impedanță de ieșire redusă a etajului final al amplificatorului, ceea ce facilitează racordarea dispozitivului într-o schemă ce cuprinde și alte elemente. Valoarea redusă a impedanței de ieșire face posibilă aplicarea tensiunii de intrare pe o sarcină mică.

c. Constanta de timp reală a sistemului cu reacție este de $(G + 1)$ ori mai mare față de cea a sistemului pasiv, ceea ce mărește timpul admisibil de integrare sau, în cazul mărimilor periodice, permite integrarea unor mărimi de frecvență mult mai redusă.

d. Tensiunea de ieșire a integratorului cu reacție este mult mai mare față de cea a sistemului pasiv, fiind limitată doar de zona de liniaritate a amplificatorului. Cum amplificatoarele utilizate au un cîștig mare, rezultă că nu mai sînt necesare amplificări suplimentare ale mărimii de ieșire.

e. Cîștigul amplificatorului fiind mare, variațiile lui nu influențează practic precizia integrării.

Trebuie însă avut în vedere și faptul că circuitul pasiv RC este extrem de simplu, ieftin și disponibil în orice condiții, astfel încît, atunci cînd nu sînt necesare precizii prea mari și cînd nivelul tensiunii de intrare poate fi crescut, acest circuit poate fi utilizat cu bune rezultate în orice laborator sau chiar în atelierul de producție.

2.5. Studiul experimental al fluxurilor cu ajutorul unui circuit pasiv RC.

Schema de lucru. Fiecare bobină-sondă este conectată la bornele unui circuit RC, iar tensiunea de ieșire a integratorului astfel construit se aplică pe plăcile unui osciloscop catodic (fig. 8).

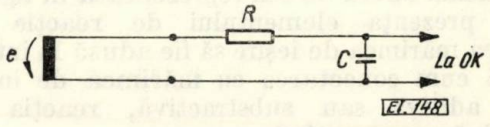


Fig. 8. Schema experimentală pentru determinarea fluxurilor.

Dacă se dispune de un osciloscop cu două canale, se pot obține simultan, pe ecranul osciloscopului, curbele de variație în timp ale celor două fluxuri din ariile ecranată și neecranată ale polului.

Dacă osciloscopul este prevăzut cu un canal, se studiază separat fiecare flux, relația de fază între fluxuri determinîndu-se cu ajutorul unui comutator electronic exterior.

Determinarea parametrilor circuitului integrator. Dacă se admite o eroare de integrare, comisă asupra amplitudinii, $\delta A = 0{,}1\,\%$, rezultă, din relația (21), pentru unda fundamentală :

$$T_{min} = \frac{1}{\omega}\sqrt{\frac{1}{2 \cdot \delta A}} = \frac{1}{314}\sqrt{\frac{1}{2.0{,}001}} \approx 0{,}071 \text{ s}.$$

Adoptînd $T = 0,1$ s și $C = 0{,}5\ \mu$F, va fi necesară o rezistență $R = 200$ k Ω. Pentru acești parametri, se pot obține la ieșirea integratorului tensiuni ce se încadrează în limitele impuse de sensibilitatea maximă a osciloscopului (0,05 — 0,1 V/cm).

Valoarea determinată anterior pentru constanta de timp a circuitului satisface cu atît mai mult condiția ca eroare de fază să nu depășească același procent de 0,1 % — relația (22). Această

valoare este, de asemenea, acceptabilă pentru armonicile superioare.

În alegerea parametrilor circuitului integrator, trebuie să se aibă în vedere următoarele:

— Valorile capacităților condensatoarelor existente variază discret; prin urmare, la un T dat, se impune mai întîi valoarea capacității C și apoi se determină valoarea rezistenței R;

— bobina-sondă trebuie să debiteze pe o impedanță cît mai mare, astfel încît tensiunea la bornele circuitului integrator să fie cît mai apropiată ca valoare de tensiunea electromotoare indusă în bobină. Se va ține seama că rezistența bobinelor-sondă este de ordinul ohmilor sau zecilor de ohmi;

— parametrii circuitului trebuie să fie aleși astfel încît tensiunea de ieșire a integratorului să fie suficient de mare.

Rezultatele experimentale. Prelucrarea și interpretarea lor. Pe electromagnetul construit, au fost montate, pe o coloană laterală, trei bobine-sondă pentru măsurarea celor trei fluxuri: fluxul total Φ în coloană, la o distanță suficientă față de întrefier, fluxul Φ_1 din aria neecranată a polului și fluxului Φ_2 din aria ecranată.

S-a utilizat osciloscopul cu două spoturi PHILIPS PM 3230.

Pentru fluxurile Φ_1 și Φ_2 s-au utilizat două circuite integratoare RC avînd $T = 0{,}1$ s, iar pentru fluxul Φ — un circuit RC cu $T = 0{,}109$ s. Valorile rezistențelor și capacităților ce compun circuitele integratoare s-au măsurat, la temperatura de lucru, cu ajutorul unei punți RLC (TESLA BM 401 E).

Bobinele-sondă, dispuse în porțiunile enumerate anterior, au fost confecționate din conductor de cupru emailat cu diametrul de 0,07 mm astfel încît să rezulte dimensiuni cît mai mici ale bobinelor care să permită plasarea lor în canalele practicate în pol. Numărul de spire pentru fiecare bobină s-a ales $N_s = 50$. De remarcat că, întrucît circuitul integrator pasiv RC dă la ieșire o tensiune mult diminuată față de tensiunea de intrare, creșterea nivelului tensiunii de ieșire poate fi realizată prin creșterea nivelului tensiunii de intrare și, în acest scop, numărul de spire ale bobinelor-sondă trebuie să fie cît mai mare posibil.

În vederea efectuării unui studiu comparativ între valorile obținute prin calcul și rezultatele experimentale, s-a ales unul din cazurile studiate cu ajutorul calculatorului analogic [1] și anume cazul $B = 1$ $T(\Phi = 3{,}9.10^{-4}\text{Wb})$, $m = 1,\ 94$, $R_2 = 7.10^{-4}\Omega$.

Spira ecran a fost realizată din cupru avînd, la temperatura de 24°, o rezistență $R_0 = 5{,}1.10^{-4}\Omega$ astfel încît să ajungă, la temperatura de regim a spirei, la o valoare în jur de $7.10^{-4}\Omega$.

Pentru determinarea scării, se pleacă de la relația:

$$u_2 = \frac{N_s}{T}\int u_1 dt = \frac{N_s}{T}\Phi.$$

Rezultă:

$$\Phi = \frac{T u_2}{N_s}.$$

de unde:

$$\Phi[\text{Wb}] = \frac{0{,}109}{50}\cdot u_2[\text{V}] = 2{,}18.10^{-3}u_2[\text{V}];$$

$$\Phi_{1,2}[\text{Wb}] = \frac{0{,}1}{50}\cdot u_2[\text{V}] = 2.10^{-3}u_2[\text{V}];$$

$$u_2[\text{V}] = 458.\Phi[\text{Wb}].$$

sau

$$u_2[\text{V}] = 500.\Phi_{1,2}[\text{Wb}].$$

Cu osciloscopul calibrat pe sensibilitatea 0,05 V/cm, s-a obținut oscilograma din figura 9,

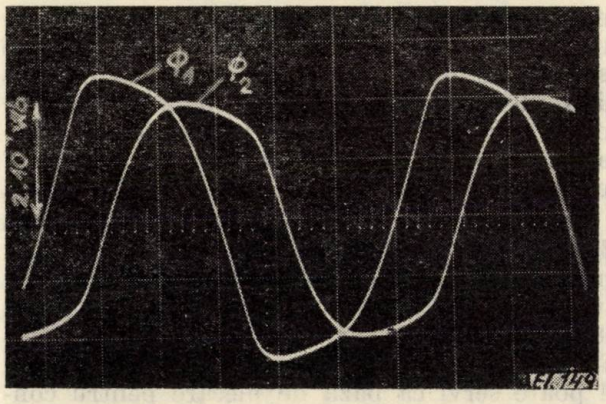


Fig. 9. Oscilograma Φ_1, $\Phi_2 = f(t)$ la tensiunea nominală, cu spire identice pe ambele coloane.

corespunzătoare fluxurilor Φ_1 și Φ_2.

Rezultatele comparative sînt prezentate în figura 10.

Se observă că, în ceea ce privește fiecare flux în parte, rezultatele experimentale sînt apropiate de cele teoretice, atît ca alură cît și ca amplitudine. Erorile, la amplitudine maximă, sînt:

$$\varepsilon A_1 = \frac{Y_{1\text{exp}} - Y_{1\text{teor}}}{Y_{1\text{exp}}}\cdot 100 = 12{,}5\,\%;$$

$$\varepsilon A_2 = \frac{Y_{2\text{exp}} - Y_{2\text{teor}}}{Y_{2\text{exp}}}\cdot 100 = -13\,\%.$$

Ungiul electric între două treceri succesive prin zero în același sens (echivalentul defazajului din regimul sinusoidal) este puțin mai mare decît cel calculat:

$$\varepsilon\varphi = \frac{X_{\text{exp}} - X_{\text{teor}}}{X_{\text{exp}}}\cdot 100 = 4{,}35\,\%.$$

Din calculul teoretic a rezultat că, în prezența reluctanței fierului din porțiunea neecranată a polului, distribuția fluxurilor în întrefier, ca mărime și poziție relativă în timp, este diferită față de cazul cînd se neglijează această

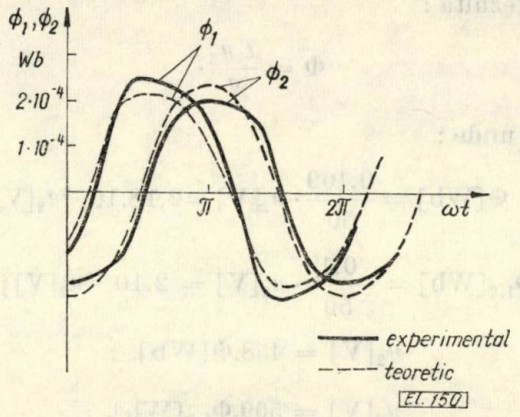


Fig. 10 Comparație între rezultatele teoretice și cele experimentale.

reluctanță. La un electromagnet construit, caracteristicile magnetice ale materialului din care este confecționat miezul electromagnetului pot diferi însă mult față de cele introduse în calculul teoretic, datorită îndeosebi prelucrărilor mecanice ceea ce explică diferențele între rezultatele experimentale și cele obținute prin calcul.

Din punct de vedere al forței dezvoltate de electromagnet, calculul efectuat pe baza determinărilor experimentale ale fluxurilor va conduce la o forță minimă mai mare decît cea obținută la calculatorul analogic, ceea ce arată că un calcul teoretic este acoperitor și că deci el poate servi ca bază de plecare pentru construcția unui electromagnet.

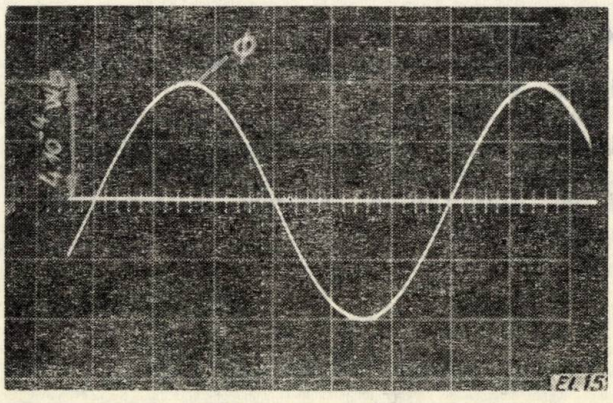


Fig. 11. Oscilograma $\Phi = f(t)$ la tensiunea nominală, cu spire identice pe ambele coloane.

Concluzii privind influența simetriei circuitului magnetic. În toate calculele anterioare s-a presupus că fluxul în coloana cu spiră ecran a electromagnetului este sinusoidal iar amplitudinea sa este independentă de spira ecran, fiind determinată numai de înfășurarea de excitație. În plus s-a considerat că fluxul creeat de înfășurarea de excitație în coloana centrală a unui electromagnet de tip E se împarte egal între cele două coloane laterale.

Pentru cazul electromagnetului E simetric, cu spire ecran de valori egale pe ambele coloane laterale, aceste ipoteze au fost verificate (oscilograma din fig. 11).

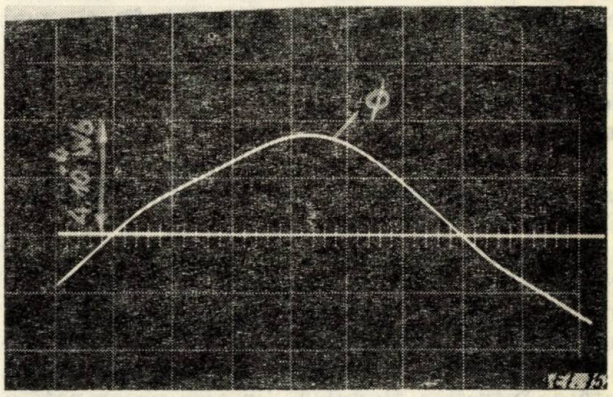


Fig. 12. Oscilograma $\Phi = f(t)$ la tensiunea nominală, cu una din spire îndepărtată.

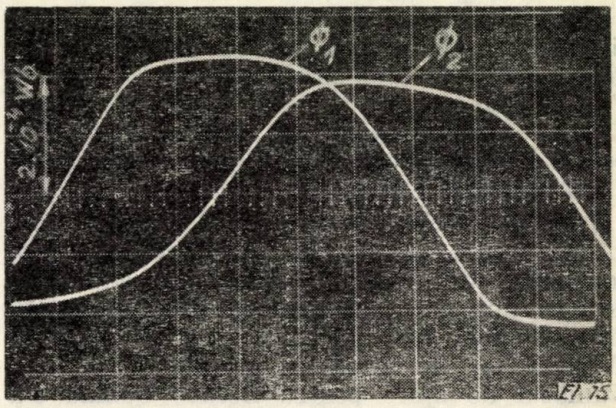


Fig. 13. Oscilograma Φ_1, $\Phi_2 = f(t)$ la tensiunea nominală, cu una din spire îndepărtată.

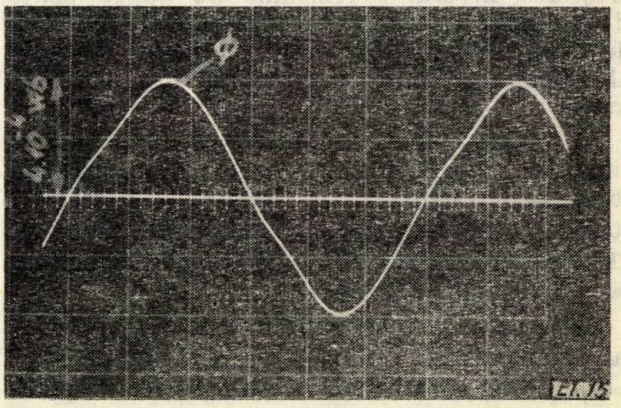


Fig. 14. Oscilograma $\Phi = f(t)$ la tensiunea mărită, cu una din spire îndepărtată.

Menținînd aceeași tensiune de alimentare a înfășurării de excitație, dispusă pe coloana centrală a electromagnetului, a fost îndepărtată spira ecran de pe una din coloanele laterale. Ca rezulatt, fluxul magnetic în coloana cu spiră și-a diminuat valoarea și suferit o oarecare deformare (fig. 12). În mod corespunzător s-au modificat și fluxurile din ariile ecranată și neecranată (fig. 13).

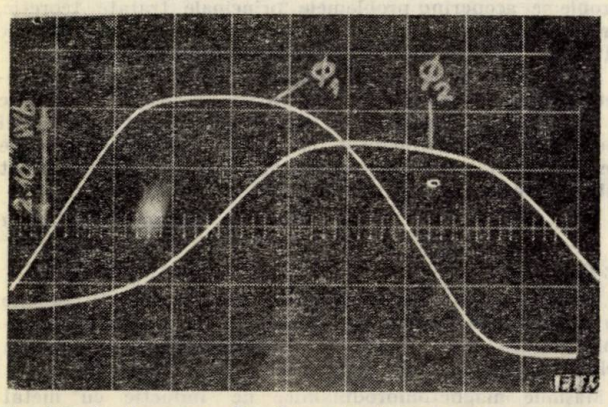


Fig. 15. Oscilograma Φ_1, $\Phi_2 = f(t)$ la tensiune mărită, cu una din spire îndepărtată.

Crescînd tensiunea de alimentare a bobinei astfel încît să se obțină aceeași amplitudine a fluxului din coloana cu spiră, ca și în cazul sistemului simetric se observă că se menține o diferență sesizabilă în ceea ce privește alura curbelor fluxurilor (fig. 14,15).

Diferențele ce apar în cazul asimetriei analizate se datoresc faptului că, în realitate, spira ecran nu-și execrcită influența numai în zona întrefierului. O parte din fluxul creeat de spiră Φ_2' se închide și prin restul circuitului magnetic (fig. 16) compunîndu-se cu fluxul produs de bobină.

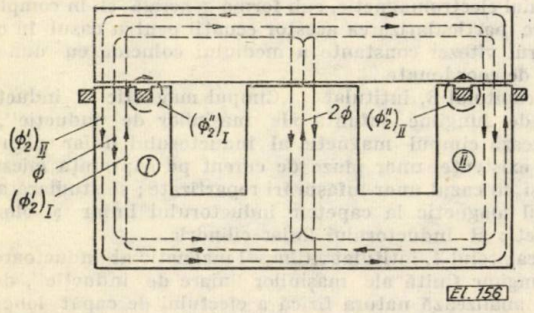


Fig. 16. Circuitul fluxului creat de spiră.

La un sistem simetric, cu spire identice pe ambele coloane, componentele fluxurilor produse de cele două spire $(\Phi_2')_I$ și $(\Phi_2')_{II}$ se compensează reciproc în coloanele laterale (fig. 16).

Distribuția fluxului produs de spiră, în zona întrefierului și restul circuitului magnetic, este determinată de reluctanțele prezente de-a lungul liniilor de cîmp corespunzătoare. Acest fapt a fost sesizat de Kussy [3] și Bul [4] care au arătat că schema echivalentă de calcul pentru spira ecran este mai complexă decît se admite în majoritatea cazurilor practice. Experiențele de mai sus confirmă această afirmație pentru un sistem nesimetric.

Trebuie avut în vedere și, faptul că reluctanța corespunzătoare componentei Φ_2' este mult mai mare decît cea corespunzătoare componentei ce se închide prin întrefierul respectiv și, ca urmare, această componentă are o valoare mai redusă. În cadrul experiențelor, s-a verificat că, în cazul unui circuit magnetic confecționat din tole cu caracteristici magnetice mai slabe, influența asimetriei amintite este mai redusă, tocmai datorită reluctanței mari pe care o prezintă conturul parcurs de componenta Φ_2'.

3. Concluzii

Studiul electromagneților de curent alternativ monofazat pentru poziția închis (la întrefier minim) efectuat cu ajutorul calculatoarelor analogice conduce la concluzii acceptabile din punct de vedere practic. Rezultatele obținute prin modelare pot servi ca bază pentru aprecierea calitativă și cantitativă a electromagneților în regimul de funcționare determinat de neliniaritatea circuitului magnetic.

Măsurarea fluxurilor magnetice din întrefierul electromagnetului se realizează prin integrarea tensiunilor electromotoare induse în bobine-sondă plasate în jurul porțiunilor respective. Se recomandă utilizarea de integratoare construite pe baza unor amplificatoare cu cîștig mare.

Bibliografie

[1] *Dinculescu, P.* Contribuții la studiul electromagneților de curent alternativ monofazat. Sesiunea de comunicări științifice a Inst. Politehnic București, mai 1969.

[2] *Gille, J, G., Decaulne, P.* și *Pelegrin, M.* Teoria și calculul sistemelor de reglare automată. București, Ed. tehnică, 1963.

[3] *Kussy, W. F.* Berechnung der Abmessungen des Kurzschlussringes bei Einphasenmagneten. În: ETZ—A, nr. 17, 1951, p. 513—517.

[4] *Bul, B. K.* Rasciot parametrov katușki vozbujdenia s uciotom korotkozamknutogo vitka i vîșih garmonik. În: Electricestvo, 1965, nr. 3, p. 58—62.

Intrat în redacție la 27. IV. 1970

RECENZII

J. Hindmarsh. **Mașinile electrice și aplicațiile lor** (Electrical Machines and their applications). Oxford, Pergamon Press, 1970, 640 pag.

Lucrarea de față reprezintă în extenso cursul pe care J. Hindmarsh îl predă la facultatea de Electrotehnică (Electrical Engineering and Electronics) a Universității din Manchester, Institute of Science and Technology. Cartea face parte dintr-o serie publicată de Pergamon Press în Commonwealth and International Library sub direcția Profesorului P, Hammond, reprezentînd un etalon al cursului de mașini electrice pentru învățămîntul superior britanic de specialitate.

Primul capitol este o scurtă trecere în revistă a principiului de funcționare al mașinilor electrice, a producerii t.e.m. și a cuplului electromagnetic, aplicarea acestor principii la diverse tipuri de mașini electrice (mașina de curent continuu, homopolară, sincronă, asincronă, liniară). Capitolul presupune un minimum de cunoștințe electrotehnice (legea inducției electromagnetice, teorema lui Laplace, legea circuitului magnetic, legi de material), și pe baza lor permite construirea unei teorii corespunzătoare.

Capitolul al doilea, aspectul magnetic, prezintă legătura dintre cîmpul electric și cîmpul magnetic, caracteristicile magnetice ale diverselor materiale, fenomenul de histerezis, pierderile în fier. Un subcapitol se ocupă de calculul circuitelor magnetice, calculul reactanțelor de scăpări, repartiția cîmpurilor într-o mașină electrică.

Capitolul al treilea tratează mașina din punct de vedere electric, legătura dintre mărimile magnetice și cele electrice, teoria fazorială a mașinilor electrice, superpoziția în sisteme liniare și neliniare, conceptul de circuit echivalent, circuitele echivalente ale principalelor tipuri de mașini, răspunsurile în regim tranzitoriu al diverselor sisteme electromecanice.

Capitolul al patrulea, transformatoare, prezintă teoria fizică, ecuațiile de funcționare, circuitul echivalent, principiul constructiv, un exemplar de autotransformator (1000 MVA, 525/241.5 kV), răcirea, grupa de conexiuni, mersul în paralel, pierderile și încercările transformatoarelor.

Capitolul al V-lea se ocupă de înfășurările mașinilor electrice, producerea t.e.m. și a t.m.m. Capitolul începe cu teoria înfășurărilor mașinilor de curent continuu, și alternativ cu comutator, metodele de calcul, legătură de egalizare. Partea a doua tratează înfășurările mașinilor de curent alternativ, t.m.m. și t.e.m. produsă, efectele și metodele de înăbușire a armonicilor superioare.

Capitolul al 6-lea, mașina de curent continuu, este o prezentare clasică cu fenomenele specifice, reacția indusului, comutația, polii auxiliari și înfășurările de compensație, sistemele constructive. Un subcapitol se ocupă de caracteristicile generatoarelor de curent continuu, circuitul echivalent și funcțiile de transfer. Al doilea subcapitol reprezintă motoarele de curent continuu, caracteristicile de funcționare, metode de comandă cu o atenție deosebită asupra metodelor moderne cu semiconductoare comandate, pierderile și încercările de gol și sarcină.

Capitolul al 7-lea, mașinile de inducție — principiul de funcționare, ecuațiile și circuitul echivalent, analiza și sinteza mașinilor asincrone. O atenție deosebită se dă metodelor de pornire și de comandă accentuîndu-se asupra metodelor moderne de utilizare a tiristoarelor în diverse sisteme de convertoare.

Capitolul al 8-lea, mașinile sincrone, tratează principiul lor de funcționare, diverse sisteme de construcție, ecuațiile caracteristice diagramele de fazori, mersul în paralel, performanțele mașinii sincrone, regimurile tranzitorii, încercările, cîteva elemente de proiectare.

Capitolul al 9-lea mașinile alternative cu comutator, prezintă mașina Schrage-Richter mașina derivație și serie, compensatorul Leblanc, motorul universal și repulsie, un model de mașină generalizată (Kron).

Ultimul capitol, al 10-lea, o introducere în teoria generalizată a mașinilor electrice, reprezintă o metodă modernă de tratare teoretică a tuturor tipurilor de mașini, atît pentru regimul staționar cît și tranzitoriu, și care permite particularizarea pentru fiecare caz de mașină în parte. Capitolul pornește de la mașina „primitivă", continuînd cu mașina cu comutator cu două perechi de perii în quadratură și un model generalizat pentru mașinile de curent alternativ.

Fiecare capitol este însoțit de un număr de 15—20 de probleme acoperind problemele principale tratate teoretic, precum și de un material grafic, remarcabil (fotografii ale diverselor produse ale industriei de mașini britanice).

Pornind de la un număr relativ redus de cunoștințe teoretice anterioare cerute studenților, cu un aparat matematic simplu, autorul reușește construirea pe baze fizice a unei teorii destul de complete a mașinilor electrice oferindu-ne un material valoros, remarcabil prin claritatea sa recomandat atît studenților cît și inginerilor din producție.

Dr. Ing. *Răzvan Măgureanu*

CZ 538.4

A. I. Voldec : **Mașini magnetohidrodinamice de inducție cu metal lichid ca fluid de lucru.** (Indukționnie magnetoghidrodinamiceskie mașini s jidcometalliceskim rabocim telom), Leningrad, ed. „Energhia", 1970, 270, pag.

Mașinile magnetohidrodinamice de inducție cu metal lichid ca fluid de lucru își găsesc în prezent o aplicare din ce în ce mai largă în calitate de pompe electromagnetice pentru metale lichide. Numărul publicațiilor din revistele tehnico-științifice referitoare la acest domeniu este în continuă creștere, însă lucrări cu caracter general sînt extrem de puține. Prezenta lucrare a cunoscutului specialist sovietic A. I. Voldec reprezintă în primul rînd o sinteză a cercetărilor începute de autor în anul 1957 și publicate în diverse periodice, însă sînt prezentate și rezultatele obținute de alți cercetători.

În capitolul 1, intitulat „Noțiuni generale despre mașinile magnetohidrodinamice de inducție", după ce se definește obiectul magnetohidrodinamicii și se expun principalele proprietăți fizice ale metalelor lichide și ale plasmei, se prezintă principiul de funcționare și principalele tipuri constructive de pompe de inducție pentru metale lichide; în încheiere se formulează problemele de bază ale teoriei mașinilor magnetohidrodinamice de inducție.

În capitolul 2, intitulat „Ecuațiile cîmpului electromagnetic pentru medii conductoare aflate în mișcare lentă", se prezintă ecuațiile diferențiale satisfăcute de vectorii cîmpului electromagnetic, sub forma generală și în complex; se face particularizarea acestor ecuații pentru cazul în care vectorul vitezei constante a mediului coincide cu una din axele de coordonate .

În capitolul 3, intitulat: „Cîmpul magnetic al inductoarelor de lungime infinită ale mașinilor de inducție", se analizează cîmpul magnetic al inductorului liniar plan în cazul existenței unor pînze de curent pe suprafața miezurilor, și în cazul unor înfășurări repartizate; se studiază apoi cîmpul magnetic la capetele inductorului liniar și cîmpul magnetic al inductorului liniar cilindric.

În capitolul 4, intitulat „Cîmpul magnetic al inductoarelor de lungime finită ale mașinilor liniare de inducție", după ce se analizează natura fizică a efectului de capăt longitudinal, se examinează repartiția cîmpului în zona activă a mașinii în cazul unui număr par de poli și în cazul unui număr impar sau a unui număr fracționar de poli.

În capitolul 5, intitulat „Compensarea cîmpului magnetic pulsatoriu și tipurile de înfășurări ale mașinilor de inducție liniare", după ce se expune principiul compensării cîmpului magnetic pulsatoriu al inductorului și se analizează cîmpurile magnetice ale elementelor de compensare, se prezintă tipurile de înfășurări ale mașinilor liniare de inducție și se examinează problemele legate de realizarea constructivă a elementelor de compensare.

În capitolul 6, intitulat „Procese electromagnetice în mediul secundar al mașinilor de inducție", se examinează

cîmpul electromagnetic, forţele electromagnetice şi pierderile din stratul de metal lichid al maşinii liniare plane fără şine marginale şi cu şine marginale; în final se face o prezentare a lucrărilor referitoare la procesele electromagnetice din mediul secundar al maşinilor de inducţie considerate.

Capitolul 7 este intitulat „Scheme echivalente şi parametrii maşinilor magnetohidrodinamice de inducţie", iar capitolul 8 — „Efectul de capăt longitudinal în circuitul secundar al maşinilor liniare de inducţie". O bibliografie care cuprinde 229 de titluri încheie lucrarea.

Cartea este accesibilă unui cerc larg de cititori, inclusiv acelora care nu au o pregătire specială privind rezolvarea problemelor de cîmp electromagnetic ce conduce la ecuaţii diferenţiale cu derivate parţiale de ordinul doi.

Aurelian Crăciunescu

CZ 621.313.013.001.57

A. V. Ivanov — Smolenski: **Modelizarea fizică a cîmpului electromagnetic şi a proceselor din maşinile electrice** (Electromagnitnîe polia i proţesî v electriceskih maşinahi ih fizicescoe modelirovanie). Moscova, editura „Energhia" 1970, 304, pag.

Lucrarea este consacrată prezentării unei direcţii noi în tehnică şi anume folosirea modelizării fizice la proiectarea, construcţia, încercarea şi cercetarea maşinilor electrice. Prin modelizare fizică se rezolvă în prezent numeroase probleme de calcul cu o precizie şi cu o rapiditate care nu se pot obţine prin folosirea calculatoarelor electronice. Şcoala sovietică de modelizare fizică are la ora actuală prioritate pe plan mondial; dezvoltînd această nouă direcţie de investigaţie ştiinţifică, specialiştii sovietici printre care Ivanov-Smolenski ocupă un loc de frunte au obţinut succese importante atît în ceea ce priveşte studiul parametrilor şi caracteristicilor maşinilor electrice cît şi în elaborarea unor construcţii originale cum ar fi generatoarele electrice de înaltă tensiune, pompele pentru metale lichide, ş.a.

În lucrare se prezintă căile de aplicare a metodei modelizării fizice la studiul fenomenelor din maşinile electrice cu luarea în considerare a saturaţiei şi histerezisului părţilor feromagnetice, a cîmpurilor de scăpări, ş.a.

În capitolul 1, intitulat „Descrierea matematică a cîmpului electromagnetic din maşinile electrice", se prezintă ecuaţiile cîmpului electromagnetic din maşina electrică, ecuaţiile de mişcare ale părţilor mobile, ecuaţiile de legătură între vectorii $\overline{B}$ şi $\overline{H}$, $\overline{J}$ şi $\overline{E}$ în diverse medii, precum şi tipurile de condiţii pe frontieră pentru vectorii cîmpului electromagnetic.

În capitolul 2, intitulat „Condiţiile de similitudine pentru cîmpul electromagnetic din maşinile electrice", se prezintă anumite noţiuni de teoria similitudinii. Se dă definiţia fenomenelor similare şi se enunţă prima şi a doua teoremă de similitudine. Se prezintă unele noţiuni de analiza dimensională, indicaţii de alegere a scărilor de similitudine şi a valorilor de referinţă. Se enunţă cea de a treia teoremă de similitudine. Se analizează similitudinea cîmpurilor electromagnetice din elementele maşinilor electrice formate din medii liniare, apoi se analizează similitudinea cîmpurilor electromagnetice din elementele maşinilor electrice ţinînd seama de neliniarităţi, neomogenităţi, anizotropie şi histerezis. Se examinează similitudinea cîmpurilor electromagnetice din maşinile electrice similare geometric şi din maşinile electrice similare geometric numai în limitele unei perioade a cîmpului principal. Se dau indicaţii privind prezentarea sub formă criterială a rezultatelor studiului unei maşini electrice.

În capitolul 3, intitulat. „Modelizarea cîmpurilor electromagnetice şi a proceselor din maşinile electrice", sînt prezentate probleme referitoare la modelele geometric similare ale maşinilor electrice, se dau indicaţii privind alegerea scării dimensiunilor liniare ale modelului, reproducerea inerţiei părţilor mobile, exemple de folosire a metodelor de modelizare examinate. Se examinează posibilitatea reducerii lungimii miezului magnetic al maşinii model, a reducerii numărului de perioade ale cîmpului şi se evaluează erorile legate de aceste reduceri. Se analizează folosirea modelelor rotative pentru reproducerea cîmpului electromagnetic rotoric în regim asincron precum şi folosirea modelelor statice pentru reproducerea cîmpului electromagnetic din zonele statorice şi rotorice.

În ultima parte a cărţii, intitulată „Aplicaţii" sînt prezentate cîteva probleme de maşini electrice, rezolvate prin modelizare fizică; precum şi anumite dezvoltări teoretice necesare. O bibliografie ce cuprinde 110 titluri încheie lucrarea.

Cartea este utilă pentru un cerc foarte larg de ingineri, cercetători ştiinţifici, doctoranzi şi studenţi care se preocupă de metodele moderne de calcul ale maşinilor electrice.

Aurelian Crăciunescu

REFERATE

CZ 537.222 *Distribuţia sarcinilor electrice. Densitatea sarcinii*

CZ 537.222.5 : 537.523.2.3.

Himmelsbach, H. şi Lockav, J. **Caracteristica descărcărilor Trichel în aer la trecerea la corona permanentă.** (Zeitlicher Verlauf der Trichelentladung in Lurt Beim Ubergong zur Dauerkorona). In: ETZ—A, t **91** 1970, nr. 8, p. 470—472, 6 fig., 14 ref.

Cunoaşterea caracteristicilor de descărcare tip Trichel, descărcări ce au loc între electrozi metalici la înaltă tensiune în aer, joacă un rol important atît la dimensionarea sistemelor izolante cît şi la obţinerea unor nivele de perturbaţii radio reduse.

Contrar lucrărilor cunoscute pînă acum în literatura de specialitate, caracteristica descărcării în impuls datorită unei descărcări corona la trecerea în regim de corona permanent şi invers se poate determina cu ajutorul unor metode speciale. Cercetările efectuate de autori arată că trecerea de la un regim la altul se face fără discontinuitate şi ar confirma presupunerea, după care cîtul total al coronei spontane se compune din două părţi; curentul de impuls propriuzis şi dintr-un curent permanent.

Oscilogramele şi calculele prezentate de autori confirmă supoziţiile făcute.

Fl. T.

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313 : 621.822

Tolstiakov, Iu. N. **Încălzirea lagărelor maşinilor electrice avînd corpul statorului răcit cu apă.** (Nagrev podşivnicov electriceschih maşin a voldianîm s ahlajdeniem corpusa statora). În: Elektrotehnica URSS, **41**, nr. 8, 1970, p. 33—35.

Se analizează influenţa temperaturii mediului înconjurător şi a apei de răcire a statorului, asupra încălzirii lagărelor maşinilor electrice, ca şi determinarea valorilor limită ale temperaturilor la care lagărele încă funcţionează corespunzător. Se stabilesc condiţiile iniţiale de lucru, după care se

dau formulele de calcul cu semnificaţia constantelor utilizate. Calculele aproximative efectuate, arată că eroarea de determinare a temperaturii maxime a lagărului depinde în cea mai mare măsură de diferenţa dintre temperatura mediului înconjurător şi apa de răcire. Pentru cîteva, se dau mărimile erorilor şi se interpretează rezultatele.

În încheiere, se arată corectitudinea relaţiilor de calcul stabilite, a căror verificare experimentală le recomandă a fi utilizate de proiectanţi la construcţia maşinilor de acest tip.

Fl. T.

CZ 621.313.333.2.026.446

Kovacevic, I şi Streck, A. **Noua serie de motoare cu colivie, trifazate, de mare putere, cu răcire la suprafaţă.** (Nouvelle serie de moteurs a cage triphasés de grosse puissance à refroidissement par la surface). În: Revue Brown Boveri, vol. **57**, nr. 6-7, iunie-iulie 1970, p. 271—276, 9. fig.

Bunele rezultate obţinute cu izolaţia Micadur-Compact şi penele de închidere a crestăturilor din material magnetic permit reducerea numărului de crestături şi creşterea sarcinii specifice. Astfel au putut fi reduse nu numai pierderile în cuprul înfăşurării statorului ci şi pierderile în ferul rotoric. Pierderile totale au putut fi reduse şi datorită utilizării de tole cu pierderi specifice reduse. Dimensionarea rotorului a fost făcută pentru a permite obţinerea unei caracteristici de cuplu care să conducă la o accelerare convenabilă la sarcina prescrisă. La această sarcină pierderile în cuprul rotorului sînt minime.

Izolaţia Micadur-Compact se caracterizează printr-o stabilitate electrică şi mecanică deosebită.

Răcitorul cu tuburi prevăzut pe motor are aceeaşi robusteţe mecanică cu restul părţilor componente ale motorului. Schimbătorul de căldură se compune din tuburi de oţel ovale, obţinute prin tragere, avînd grosimea peretelui de 1,5 mm. Calitatea superioară a suprafeţei tuburilor le asigură o durată de viaţă lungă. Cînd condiţiile mediului ambiant sînt foarte severe tuburile pot fi uşor curăţate sau înlocuite, parţial sau în totalitate. Forma ovală face ca răcitorul să întrunească calităţile sistemelor de răcire cu ţevi, cu cele ale sistemelor de răcire din elemente plate.

T. C.

CZ 621.313.13.181.4:621.314

Nedelcu, V. **Particularităţile transformării energiei în motoarele sincrone reactive** (Ocobenosti preobrazavania energii v reactionîh sincronîh dvigateleah). In Electricestvo nr. 11, noiembrie 1970, p. 11—15, 8 fig., 19 ref. bibl.

Se prezintă problema insistîndu-se asupra principalelor concepte care stau la baza transformărilor energiei din cadru motoarelor sincrone. Se scriu modelele matematice ale curenţilor şi tensiunilor care descriu comportarea sub aspect fizic şi tehnic a motoarelor sincrone reactive. Se arată şi se comentează schemele de principiu şi cele constructive reuşindu-se să se lege partea teoretică de cea aplicativă.

Se scriu expresiile puterilor active, reactive şi aparente şi se reprezintă grafic modul lor de variaţie în funcţie de diverse regimuri de funcţionare a motoarelor electrice supuse analizei. Consideraţiile se referă atît la motoare electrice monofazate cît şi la cele trifazate. Pentru ambele situaţii se indică matricea inductivităţilor proprii şi mutuale şi se arată cum intervin aceste mărimi în modelele matematice care îmbracă sub aspect fizic comportarea motoarelor sincrone reactive.

A.C.

CZ 621.313.047.43

Bekuik, I, şi Moerdijk, W. C. M. **Dificultăţile întîlnite la maşinile electrice cu perii de cărbune. Mijloace destinate a elimina aceste dificultăţi** (Les difficultés rencontréss sur les machines électriques avec les balais en charbon. Moyens destinés à éliminer ces dificultés). În: R. G. E. vol. **79**, nr. 8, sept 1970, p. 677—681, 16 fig.

Cu toate că periile de cărbune au apărut o dată cu maşinile electrice, prezintă însă unele probleme de funcţionare nerezolvate. Astfel, se constată uneori uzuri premature inexplicabile sau scăderea rezistenţei de izolaţie a maşinii datorită depunerilor de praf de cărbune pe înfăşurări. Pentru clarificarea diverselor aspecte ale uzurii periilor şi a factorilor care o determină, s-a conceput o instalaţie de încercare formată dintr-un disc pe care au fost plasate periile de contact de încercat. Circuitul de încercare a fost alimentat cu curent continuu furnizat de o instalaţie de redresare. Deoarece s-a constatat că atît colectoarele maşinilor de c.c. cît şi inelele de contact pentru c.c. se comportă asemănător, s-a considerat că rezultatele experienţelor efectuate cu discul de contact sînt extrapolabile la colectoare. Au fost efectuate şase serii de încercări în cursul cărora a fost determinată influenţa diverselor tipuri de uleiuri prezente în maşină, asupra comportării periilor de cărbune. S-a constatat buna comportare a periilor uscate, influenţa pozitivă a prezenţei pe suprafaţa de contact a uleiului folosit drept combustibil la motorul Diesel ca şi influienţa dăunătoare a uleiului de ungere a lagărelor, prezent pe suprafaţa de contact. Cercetările au arătat efectul negativ al impregnării periilor cu ulei. Pentru a evita impregnarea cu ulei a periilor şi a asigura buna funcţionare, chiar în prezenţa uleiului, periile au fost impregnate, o parte cu Tensol şi o parte cu o soluţie formată din răşină epoxi şi acetonă. Periile impregnate au avut o comportare superioară.

T. C.

CZ 621.313.282

Bonnefille, R. şi Kant, M. **Contribuţii la studiul maşinii liniare de inducţie** (Contribution à l'étude de la machine linéare à induction). În: Revue Générale de l'Électricité, nr. 10, oct 1970, p. 846—852, 8 fig., 27 ref. bibl.

Se fac consideraţii asupra teoriei generale a maşinilor electrice liniare de inducţie cu referire la dispozitive solide şi lichide din componenţa indusului. Se indică metodele specifice de analiză şi calcul a acestor două sisteme şi se insistă asupra efectului de penetraţie a cîmpului într-un indus omogen în mişcare. Se formează configuraţia liniilor de cîmp şi se conturează caracteristicile electrice şi mecanice ale tipurilor de indus studiate.

Se propune un model matematic pentru analiza şi eliminarea perturbaţiilor din tipul de maşină electrică liniară studiată. Se indică modul de construire a modelului de optimizare a maşinilor electrice liniare ţinîndu-se seama de configuraţia lor geometrică de performanţele electrice şi mecanice în exploatare şi de posibilităţile de asimilare a unor maşini electrice prevăzute cu indus solid şi lichid. Se comentează schemele electrice de principiu ale maşinii electrice liniare pentru care se dă expresia randamentului optim.

A. C.

CZ 621.314 *Trasformarea energiei electrice*

CZ 621.314.223.014.31/36.001.4

Gigot H. **Încercări de ţinere la scurteircuit a marilor autotransformatoare. Realizarea încercărilor de ţinere la scurteircuit a autotransformatoarelor 400/237 kV de 300 MVA.** (Essais de tenue au court-circuit des gros autotransformateurs. Realisation des essais de tenue au court-circuit d'autotransformateurs 400/237 kV de 300 MVA). În: R.G.E., vol. **79**, nr. 7, iul—aug 1970, p. 561—566, 10 fig.

Încercările efectuate au avut ca obiect verificarea stabilităţii scurtcircuit a autotransformatoarelor 400/237 kV, de 300 MVA. Programul a cuprins patru serii de încercări, corespunzător celor patru tipuri de defecte luate ca bază, a căror realizare a fost obţinută cu ajutorul schemelor care reproduc cît mai fidel solicitările maxime, fără a afecta buna funcţionare a reţelei de alimentare, pe partea de 252 kV. Programul a cuprins încercări preliminare, la putere redusă şi o încercare la putere plină, avînd o durată de 0,2 s. Alegerea locului de încercare în reţea s-a făcut în urma unui studiu

aprofundat şi a fost stabilit în staţia Plessis-Gassot. Tensiunile au fost măsurate cu divizoare capacitive, iar curenţii prin intermediul unor transformatoare ale căror secundare au alimentat aparate înregistratoare, cu tuburi catodice. Întreruptoarele de manevră utilizate au fost de tip cu aer comprimat, prevăzute cu reglaj precis al momentului închiderii şi cu dispozitiv de comandă ce permite reglajul la o miime de secundă. Pentru asigurarea reglajului şi limitarea curentului, au fost folosite bobine de reactanţă corespunzătoare. Pentru limitarea supratensiunilor pe neutrul autotransformatorului s-au folosit rezistenţe lichide. Măsurătorile au fost efectuate cu ajutorul instalaţiilor prevăzute pe o remorcă laborator. Cele două osciloscoape au permis înregistrarea simultană a 21 fenomene pe un aparat şi a 15 fenomene pe cel de-al doilea. Rezultatele încercărilor au arătat că autotransformatoarele de 300 MVA produse de firmele franceze, în diverse variante constructive, au o bună stabilitate la scurtcircuit.

C. T.

CZ 621.314.223.014.3.001.4

Salgues F. **Tipurile de încercări de scurtcircuit aplicate la autotransformatoarele 400/237 kV de 300 MVA** (Types d'essais de courtcircuit appliqués aux autotransformateurs 400/237 kV de 300 MVA). În : R. G. E., vol **79**, nr. 7, iul-aug 1970.

Autotransformatoarele de 300 MVA au rapoartele de transformare 400/237 şi 380/225 kV, tensiunea de scurtcircuit de 12,2% şi sînt prevăzute cu o înfăşurare terţiară în triunghi, avînd tensiunea de 21 kV. Aceste autotransformatoare sînt concepute pentru a putea funcţiona şi cu neutrul izolat şi din această cauză tensiunea de încercare a nulului este 325 kV, timp de 1 minut. Referitor la stabilitatea la scurtcircuit a acestor autotransformatoare, probabilitatea unui scurtcircuit trifazat este exclusă de la început, exploatarea luînd măsuri în consecinţă. În ceea ce priveşte puterile de scurtcircuit ale reţelelor, acestea se consideră 25 GVA pe partea de 400 kV şi de 15 GVA pe partea de 225 kV. Pentru cele două reţele raportul Zo/Zd este cuprins între 1 şi 3.

Încercările efectuate asupra autotransformatoarelor de 300 MVA se bazează pe experienţa căpătată începînd din 1956, asupra transformatoarelor de mică şi medie putere. Datorită puterilor puse în joc, încercările de scurtcircuit efectuate asupra unităţilor de 300 MVA nu se pot face decît prin cuplare directă la reţea. Dispoziţia înfăşurărilor pe coloană, de la exterior spre interior, este înfăşurarea serie-comună-terţiar.

Încercările efectuate au reprodus cazurile cele mai defavorabile întîlnite în exploatare, atît pentru scurtcircuitele monofazate cît şi pentru scurtcircuitele trifazate.

C. T.

CZ 621.314.223.014.3.001.4

Verdon J. **Scopul încercărilor la scurtcircuit ale autotransformatoarelor 400/237 kV de 300 MVA** (Olyectif des essais de teme au court-circuit d'autotransformateurs 400/237 kV de 300 MVA). În : R. G. E. vol **79**, nr. 7, iul-aug 1970, p. 545—549.

Autotransformatoarele de 400 kV au în sistemul energetic o importanţă deosebită, deoarece consecinţele unei avarii sînt puternic resimţite în exploatare. Defectarea înfăşurărilor duc la scoaterea din funcţiune pentru lungi perioade. Pentru motivele arătate este necesară verificarea înfăşurărilor la scurtcircuit brusc, cu atît mai mult cu cît, cu creşterea puterii sistemelor, solicitările capătă valori deosebite. Evoluţia specificaţiilor privitoare la stabilitatea la scurtcitcuit a autotransformatoarelor reflectă preocupările de creştere a siguranţei în exploatare dar numai încercările pot confirma dacă măsurile luate atît la concepţie cît şi în fabricaţie, sînt corecte.

Cu toate că astfel de încercări, care nu pot fi efectuate decît în reţea, datorită puterilor cerute, comportă unele dificultăţi de execuţie, s-a apreciat că execuţia lor, pentru fiecare din tipurile de autotransformatoare fabricate de diversele firme franceze, prezintă un mare interes. Succesul acestor încercări, care s-au desfăşurat la postul de la Plessis Gassot, dau acum garanţia securităţii de funcţionare atît pentru Électricité de France cît şi pentru constructori, care au putut verifica astfel corectitudinea metodelor de calcul şi calitatea materialelor utilizate. Experienţa căpătată va putea fi utilizată la unităţi de puteri şi tensiuni mai mari.

C. T.

CZ 621.314.2.014.3.001.4

Lemaire J. **Contribuţia încercărilor de scurtcircuit la calitatea transformatoarelor de putere** (Contribution desessais de court-circuit à la qualité des transformateurs de puissance). În : R. G. E., vol. **79**, nr. 7, iul-aug 1970, p. 572—573, 2 fig.

Produsul este creat prin activităţi multiple în trei domenii principale : calculul teoretic, construcţie şi fabricaţie. Două criterii măsoară validitatea unui produs : costul şi fiabilitatea, a căror importanţă relativă evoluează în timp după exigenţele de moment. Stabilitatea la scurtcircuit a transformatoarelor a început să capete importanţă după 1950, datorită creşterii puterii reţelelor. Evoluţia cunoştinţelor teoretice în domeniul eforturilor electrodinamice a avut loc în două etape. În prima etapă au fost utilizate vechile relaţii de calcul care au putut fi aplicate datorită apariţiei calculatoarelor de mare capacitate. În perioada a doua au fost abordate problemele referitoare la comportarea dinamică a înfăşurărilor şi izolanţilor. Aceste studii s-au concentrat, în principal, asupra influenţei modulului de elasticitate al materialelor şi asupra strîngerii rigide sau elastice a bobinajelor. Utilizarea relaţiilor teoretice este complicată de instabilitatea materialelor izolate folosite pentru înfăşurările de înaltă tensiune, care suferă variaţii dimensionale importante datorită tratamentelor de uscare şi impregnare. Cercetările ultimilor ani s-au concentrat asupra stabilizării dimensionale a izolaţiilor prin tratamente de uscare şi presare în cicluri, cu scopul aducerii acestora în domeniul deformaţiilor elastice. Ipotezele teoretice trebuie verificate prin încercări.

C. T.

CZ 621.314.21.064.1.001.4

Hochart, B. **Influenţa încercărilor de scurtcircuit asupra construcţiei transformatoarelor** (Influence des essais de court-circuit sur la construction des transformateurs). În : R.G.E. vol **79**, nr. 7, iul-aug 1970, p. 574—576.

Datorită eforturilor rezultante între înfăşurările cilindrice concentrice ale autotransformatoarelor, înfăşurarea interioară este supusă la presiune exterioară, iar înfăşurarea exterioară la presiune interioară. În aceste condiţii înfăşurarea interioară poate fi strivită de miez, cu punere la masă, datorită contactului cu fierul circuitului magnetic.

Evitarea acestui tip de defect este posibilă prin mărirea numărului de pene axiale şi împănarea atentă a cilindrului izolant faţă de miezul transformatorului. Chiar în cazul unei împănări atente, dacă conductorul nu a fost corespunzător întins la bobinare, este posibilă apariţia defectelor denumite „margareta cu o petală" şi „margareta cu mai multe petale". Aceste defecte se prezintă ca deformări spre interior a conductoarelor, în intervalul dintre două rînduri de pene. Modul de solicitare al înfăşurării exterioare este mult mai simplu, fiind un cilindru supus la presiune interioară. În ceea ce priveşte eforturile axiale, trebuie să se ţină seama de faptul că poziţia relativă a înfăşurărilor cu amper — spire compensate şi care conduc la forţe axiale minime este o poziţie de echilibru instabil. Pentru asigurarea stabilităţii înfăşurărilor, în prezent se aplică tratamente adecvate, înfăşurările de pe aceeaşi fază se asamblează înainte de montarea pe coloană, pentru fiecare înfăşurare există dispozitiv de strîngere separat, acestea fiind solidare cu înfăşurarea şi nu cu miezul. Pentru a ţine seama de tasarea izolaţiilor după

livrarea din uzină, a fost imaginat un dispozitiv special de strîngere, cu resoarte. Din punct de vedere economic, trebuie să se ţină seama de faptul că la densităţi de curent egale, solicitarea radială în cupru este direct proporţională cu rădăcina pătrată a puterii nominale şi invers proporţională cu reactanţa.

T. C.

CZ 621.314.5 : 621.314.63

Chauprade, R. **Evoluţia circuitelor de comandă a convertizoarelor de putere cu tiristoare** (Evolution des circuits de commande des convertisseurs de puissance à thyristors). În : R.G.E., vol. **79**, nr. 7, iul-aug 1970, p. 577—589, 36 fig.

Trecerea unui tiristor din stare de blocare în sens direct în stare de conducţie, poate fi provocată în trei moduri : prin injecţia unui curent Ig în sens convenabil, prin depăşirea tensiunii directe admisibile sau prin depăşirea raportului normal dv/dt. Amorsarea prin creşterea raportului dv/dt nu poate fi considerată ca metodă utilizabilă. Trecerea unui tiristor din stare blocată în stare de conducţie nu se face instantaneu, ci într-un anumit timp care depinde de tensiunea anodă-catodă, durata frontului impulsului de comandă şi amplitudinea curentului de comandă. Timpul de basculare depinde, esenţial, de curentul anodei şi creşte cu acesta. Timpul de stingere depinde de curentul direct stabilit, de natura circuitului de sarcină şi de amplitudinea tensiunii inverse aplicate. Pentru îmbunătăţirea comportării tiristorului la variaţia rapidă a curentului (dI/dt) în prezent se realizează variantele cu ,,amplifying gate'' ,,regenerative gate'' şi ,,power integrated circuity — P.I.C.'', care se bazează pe principiul aprinderii controlate. Inconvenientul noilor procedee este reducerea suprafeţei catodei.

Variaţia prea rapidă a potenţialului anodei, dv/dt poate fi atenuată ; s-au realizat astfel tiristoarele tip ,,short-emitter''. Inconvenientul acestui nou tip este creşterea puterii semnalului de comandă. Caracteristica curent de poartă-tensiune de poartă este asemănătoare caracteristicii unei diode clasice de joncţiune.

Semnalul de comandă este definit de amplitudine, timpul de stabilire a impulsului pe poartă şi durata impulsului la poartă. Circuitele de comandă din montajele cu tiristoare trebuie să regleze poziţia impulsurilor de comandă (comandă orizontală, verticală — liniară şi verticală ,,arc-cosinus'') să dea forma referinţei de fază, să elaboreze semnalul de comandă pe poartă, să distribuie impulsurile şi să realizeze izolarea galvanică, de asemenea, să îndeplinească funcţiunile secundare necesare (limitarea defazajului, suprimarea impulsurilor, polarizare negativă).

T. C.

CZ 621.315 *Materiale izolante*

CZ 621.315.611.015.532

Bertein, H. **Studiul mecanismului străpungerii izolanţilor solizi sub acţiunea descărcărilor parţiale. Identificarea unui criteriu intrinsec al ţinerii la tensiune a izolanţilor.** (Etude du mécanisme de la perforation des isolants solides sous l'action des décharges partielles. Identification d'un critére intrinséque de tenue des isolants à la tension). În : RGE, tom **79**, nr. 6, 1970, p. 497—505.

Utilizînd o metodă electrografică de detecţie a sarcinilor depuse pe o suprafaţă izolantă, se demonstrează că densitatea superficială a energiei disipate în vecinătatea locului de impact de către cea mai lungă descărcare produsă sub tensiunea de străpungere, poate fi reţinută ca un criteriu intrinsec al rezistenţelor materialului. Experimentările efectuate arată că grosimea epruvetei şi caracteristicile mediului ambiant influenţează procesul.

În situaţia în care densitatea energiei acestor descărcări creşte, degradarea care apare constituie o fază premergătoare străpungerii, atunci cînd densitatea energiei atinge valoarea critică, caracteristică fiecărui izolant. Mecanismele de descărcare studiate pe diferite configuraţii de electrozi şi medii, constituie o bază solidă pentru cercetarea condiţiilor optimale de utilizare a materialelor izolante.

Fl. T.

CZ 621.315.616.96 : 621.316.268.3

Michanca, R. şi Bourdeloies, H. **Studiul comportării în posturi interioare a pieselor izolate în răşini sintetice.** (Étude du comportement dans les postes intérieurs des pièces isolantes en résine synthétique). In : Revue Generale de l'Électricité, nr. 10, oct 1970, p. 839—845, 5 fig. 1 tab., 14 ref. bibl.

Se fac consideraţii asupra posibilităţilor de utilizare a pieselor izolate în răşini sintetice supuse unor nivele medii de tensiune. Asemenea piese izolatoare se utilizează frecvent în instalaţii interioare din cadrul staţiilor electrice. Se prezintă metodele de încercare considerînd temperatura mediului ambiant conform normelor C.E.I., de 35°C.

Se constată că tipurile de izolatoare care folosesc răşini sintetice se comportă corespunzător pe toată gama de încercări şi pe toată zona de acţionare a prevederilor C.E.I. După prezentarea şi încadrarea problemei se comentează condiţiile de utilizare a izolatoarelor din răşini sintetice şi se fac recomandări privind lărgirea zonei de investigaţie a măsurătorilor ce trebuie executate la aceste noi tipuri de materiale electrotehnice. Se descriu schemele folosite în măsurătorile efectuate şi se arată condiţiile în care izolatoarele din răşini sintetice se pot utiliza în instalaţiile exterioare.

A. C.

CZ 621.316 *Distribuirea energiei electrice. Redeschiderea şi închiderea circuitelor*

CZ 621.316.549

Leeds, M.W. — **Intreruptorul cu hexafluorură de sulf a devenit actual** (SF_6 switchgear comes of age).
În : Electrical Review, vol 187, nr. 7, 14 august 1970, p. 225—227, 8 fig.

Există mai multe proprietăţi ale SF_6 care contribuie la calitatea deosebită a acestui gaz de a stinge arcul electric. Prima dintre ele, electronegativitatea, este foarte importantă, în special în perioada trecerii curentului prin zero deoarece scade foarte mult constanta de timp a spaţiului arcului. O altă proprietate este diametrul mic al arcului la un curent dat, ceea ce conduce la o densitate mai mare a curentului şi o temperatură ridicată a coloanei arcului, comparativ cu ceea ce se obţine în cazul arcului în aer. Cercetări recente au stabilit pentru panta posibilă de creştere a tensiunii de restabilire relaţia $PTR = \frac{KP^{5/4}}{I^{3/2}}$ V/μs în care K este un coeficient ce depinde de natura gazului, P — presiunea gazului, iar I — curentul ce se întrerupe. Pentru SF_6 acest coeficient K este de 8—10 ori mai mare decît cel al aerului comprimat. Un mijloc pentru reducerea mărimii PTR este divizarea ruperii în mai multe arcuri în serie. Proprietăţile arătate permit realizarea unei game mari de întreruptoare, fără rezistenţe de deschidere şi cu o presiune de gaz moderată. Imbunătăţirile realizate în proiectare au permis realizarea întreruptoarelor de 500 kV cu numai două module şi a celor de 765 kV cu numai trei module (şase locuri de rupere). Ultima realizare este un întreruptor de 765 kV — 54000 MVA. Nici un întreruptor cu aer nu ar putea rupe o astfel de putere, la o tensiune atît de ridicată şi cu numai şase puncte de rupere.

Pentru staţiile de înaltă tensiune miniaturizate au început să fie construite substaţii capsulate, în SF_6, în special pentru tensiunile de 230 kV şi 345 kV. Prin completa capsulare a structurii de bare, întreruptoarelor, izolatoarelor şi separatoarelor de punere la pămînt, volumul se reduce la 10—15% din cel necesar staţiilor convenţionale.

T. C.

CZ 621.317 *Tehnica măsurilor electrice*

CZ 621.317.333.6

Reverey. G. şi Prasad, M. **Procedeu pentru examenul straturilor de poluare şi măsurătorile făcute pe izolaţii contaminate în ţară şi străinătate.** (Fremdschicht Prüfverfahren und Untersuchungen an verschmutzen Isolatoren im In- und Ausland). In: ETZ—A, **91**, nr. 9, 1970, p. 481—488, 14 fig. 1 tab., 18 ref.

Comportarea sistemelor de izolaţie funcţionînd la tensiuni înalte este mult influenţată de depunerile de straturi conductoare ce se pot acumula şi care contribuie la diminuarea valorilor iniţiale.

După o trecere în revistă a procedeelor de măsură utilizate în marile laboratoare, studii efectuate pentru tensiuni alternative, de impuls şi de comutaţie, se prezintă unele concluzii ale autorului privind camera de încercare, sistemul de diuze, concentraţiile soluţiilor etc. De aici derivă logic o serie de recomandări privind elementele ce trebuie luate în considerare la proiectarea şi stabilirea formei unui izolator destinat a funcţiona în zone contaminate. Rezultă că nu mai poate fi concepută o siguranţă în funcţionare a liniilor de înaltă tensiune, fără utilizarea unor izolatoare specializate pentru zone contaminate.

Fl. T.

CZ 621.317.39 : 536.51/53

Urbain, G. **Procedee de etalonare şi puncte fixe utilizate la măsurarea temperaturii prin măsurători optice** (Les procédés d'etalonnage et les points fixes utilisés dans le domaine de temperature corespondant aux mesures optiques de temperature). În: Revue Generale de l'Électricité, nr. 10, oct 1970, p. 814—818, 10 fig. 9 ref. bibl.

Realizarea măsurătorilor de temperatură prin utilizarea pirometriei optice necesita etalonarea aparatelor de măsură astfel încît ele să corespundă exigenţelor impuse de normele electrotehnice internaţionale. Acest control se face cu ajutorul punctelor fixe şi cu procedee de etalonare prin comparaţie. Montajele experimentate utilizează lămpi cu fante sau corpuri negre care înlesnesc crearea punctelor fixe.

După prezentarea premiselor problemelor puse în discuţie se examinează modul concret de etalonare a pirometrelor optice monocromatice dîndu-se schema utilizată în laborator.

Se descriu apoi diverse procedee de realizare a punctelor fixe şi se indică schemele de principiu utilizate în diverse măsurători. Consideraţiile teoretice sînt însoţite de o serie de recomandări practice obţinute pe baza unui cuptor electric de inducţie realizat în laborator şi asupra căruia s-au făcut o serie largă de măsurători.

A. C.

CZ 621.317.333. 4: 621.315.2

Dietrich, F. **Stabilirea precisă a locului defecţiunii într-un cablu subteran.** Posibilităţi şi limite (Punktgenaue, Kabelfehlerortung. Möglichkeiten und Grenzen) În: ETZ-B, nr. 25, 1970, p. 603—606, 2 scheme.

Faţă de trecut, cînd cu singurul mijloc de detectare — puntea lui Weathstone — nu se putea stabili exact punctul defecţiunii, industria ne oferă azi o multitudine de astfel de aparataje.

Sînt descrise mai jos cele mai importante dispozitive, care şi-au dovedit utilitatea în practică, stabilind nu numai locul ci şi natura defecţiunii.

După denumirea principalelor motive de defecţiune şi a categoriilor acestor defecţiuni (scurtcircuite între conductori, între conductori şi pămînt etc.) se trece la descrierea dispozitivelor de găsire a punctului defecţiunii.

Avînd în vedere că toate defecţiunile se manifestă prin schimbări de rezistenţe şi că găsirea locului defecţiunii prezintă mai mult succes cînd rezistenţa erorii este mai mică se descrie o primă metodă, unde această rezistenţă este redusă artificial prin arderea izolaţiei (fie pe lungimea liberă, fie în mufă) cu dispozitive speciale (alimentate de curent continuu sau alternativ) şi apoi este căutat punctul defect conform schemei prezentată de autor. Metoda clasică a punţii lui Weathstone mai dă rezultate satisfăcătoare doar în cîteva cazuri limitate indicate în articol.

Este explicată apoi metoda „rezonanţei", la care prin concordanţa dintre o frecvenţă suprapusă şi frecvenţa proprie a conductorului se produce o creştere a tensiunii, arătîndu-se apoi formula distanţei pînă la locul defecţiunei în funcţie de viteza undelor electromagnetice şi de distanţa dintre două armonice învecinate (frecvenţe de rezonanţă) al frecvenţei proprii. Un alt sistem se bazează pe principiul radar. Aci se trimit pe conductori impulsuri electrice, care sînt reflectate de la locul defecţiunei. Cu ajutorul unui tub Braun se constată timpul dintre emiterea impulsului şi întoarcerea „ecoului". Ultimele două metode pot conţine erori de $\pm$ 20 m/km. Pentru a afla punctul, cu mai mare exactitate, se utilizează sistemul cu „frecvenţă a sunetului", unde pe cale auditivă găsim punctul defect prin conectarea unei bobine (dintr-o anumită schemă) cu cascade la ureche şi mişcarea acestei bobine de-a lungul porţiunii defectate stabilite anterior ca mai sus. Urmează o a doua metodă pentru aflarea precisă a punctului defectuos, după care, în încheiere, se discută influenţa naturii izolaţiei asupra utilizării metodelor de mai sus pentru depistarea defectelor în cabluri.

Gh. C.

CZ 621.317. 1: 681.323

Sindelfingen, R. H. **De la instrumentul de măsurat la calculatorul procesului** (Vom Messgerätzun Prozessrechner). In: ETZ-B, 23, 1970, p. 543—545

Autorul arată în primul rînd că domeniile esenţiale al instrumentării unei dispoziţii oarecare de încercare sînt: transformarea mărimilor măsurate, transmiterea, înregistrarea şi reţinerea datelor, valorificarea şi comanda transformării mărimilor de comandă. Într-o schemă acestea sînt repetate în ordinea corespunzătoare. Formele primare de prezentare ale evoluţiei proceselor de cercetat se împart în patru grupe: pe de o parte, ele pot fi electrice sau neelectrice şi, pe de altă parte, analogice sau digitale.

Trecîndu-se la definiţia domeniilor esenţiale de mai sus, autorul arată că transformarea mărimilor măsurate înseamnă trecerea de la mărimile fizicale la cele electrice, între care se intercalează diferite elemente ca amplificatoare, transformatoare de impedanţă etc. Programul general al instrumentării în tehnica de măsurat şi de cercetat este redat într-o schemă generală, conţinînd în ordinea corespunzătoare toate elementele necesare.

După ce mărimile fizicale au fost transformate în mărimi electrice (semnale electrice digitale ŞI/SAU analogice) acestea sînt transmise mai departe spre înregistrare prin diferite mijloace: cabluri blindate, conducte telefonice, sistem telemetric (fără fir) etc.

Urmează înregistrarea şi reţinerea analogică sau digitală, un domeniu foarte multilateral, unde autorul aminteşte că în trecut înregistrarea se limita la utilizarea aparatelor analogice, pe cînd actualmente s-au introdus tot mai mult dispozitivele digitale. Au apărut astfel felurite dispozitive pentru transformarea înregistrărilor analogice în indicaţii digitale, care facilitează prelucrarea automatizînd frecarea spre valorificare. Sînt indicate cîteva dispozitive pentru trecerea „analog-digital" (tuburi de codificare, „Digitzer" etc.).

În încheiere sînt descrise unele sisteme, în care sînt combinate aparatele de înregistrare cu cele de valorificare şi comandă. Este menţionată o metodă modernă, la care chiar în timpul înregistrării datele sînt examinate şi valorificate. Aceste operaţii se realizează în calculatoarele digitale.

Calculatoarele de procese oferă cele mai variate posibilităţi în tehnica măsurării şi a încercărilor, ei îndeplinind atît funcţiunile de preluare (înregistrare) a datelor cît şi

pe acelea de a acționa în fracțiuni de secundă — sub formă analogică sau digitală — asupra instrumentelor sau instalației de încercare.

Gh. C.

CZ 621.317.333.6: 621.315.61.027.3

Suhr, H. **Rezistența față de curenții de scurgere la tensiuni peste 1 000 V.** Referat privind un nou procedeu de încercare. (Kriechstromfestigkeit bei Spannungen über 1 000 V. Bericht über ein neues Prüfverfahren). In: ETZ-B, nr.24/1970, p. 579—580, 1 fig. 1 schemă,3 tabele.

În timp ce, pentru tensiuni sub 1 kV prescripțiunile VDE prescriu dispoziții privind rezistența față de curenții de scurgere, pentru tensiuni peste 1 kV nu existau, în RFG, astfel de prescripțiuni. Motivul constă în faptul că la tensiuni peste 600 V lichidul de probă picurat pe suprafața izolantă se evaporă sub formă de explozie, atacînd astfel mult mai puțin izolantul, inducînd astfel în eroare în privința rezistenței față de curenții de scurgere. De elaborarea unor astfel de prescripții se ocupă atît comisii ale IEC cît și o comisie DNA/VDE. Aceasta din urmă a ajuns la o concluzie descrisă mai jos.

La o placă izolantă s-au aplicat doi electrozi din tablă inoxidabilă. Prin intermediul unei hîrtii sugative se introduce pe placă lichidul de probă (NH_4Cl, Nekanil LN etc.), care cade sub formă de picături din orificiul reglabil al unui rezervor. Scurgerea lichidului este în funcție de tensiune. Prin intermediul unei rezistențe se aplică tensiunea la cei doi electrozi. Se măsoară apoi timpul, după care se topește siguranța. În încheiere se fac propuneri privind tensiunile, cu care trebuie făcute astfel de experiențe și timpul, în care trebuie să reziste izolatorul după producerea curentului de scurgere și pînă la scurtcircuit. Într-o tabelă sînt redate rezultatele încercărilor (tensiuni și durata pînă la scurtcircuit) pentru o serie de izolatori. Cîteva fotografii arată urmele (deteriorările) produse de curenții de scurgere în diferitele materiale izolante.

Gh. C.

CZ 621.319 *Condensatoare*

CZ 621.319.4: 621.311.1

Wirsen, L. E. **Condensatoare de putere** (Condensateurs de puissance) Asea—Revue nr. 6/1970, p. 130—132.

Utilizarea materialelor plastice ca dielectric în condensatoarele de forță a permis reducerea dimensiunilor acestora cu 40% față de cele al căror dielectric era constituit doar din hîrtie. În articol sînt descrise cîteva categorii de condensatoare „Miniloss" inclusiv evoluția construcției lor. Într-un grafic este arătată scăderea raportului mărimei kg/k VAr în perioada 1950—1970, indicîndu-se unele inovații constructive în diferiți ani ai acestei perioade („Askarel" în loc de uleiul de impregnare, ameliorarea calității hîrtiei, utilizarea foilor plastice ca dielectric).

Într-un alt grafic sînt arătate pierderile în W/k VAr în funcție de temperatură la condensatoarele clasice și la cele „Miniloss", la care introducerea foilor plastice ca dielectric a permis creșterea puterii cu 60% pe unitatea de volum și reducerea pierderilor la 40% din valorile anterioare.

Vechile condensatoare aveau ca izolație straturi de hîrtie din celuloză impregnată cu ulei mineral. Într-o primă treaptă calitatea hîrtiei a fost ameliorată, astfel încît s-a putut urca intensitatea cîmpului și deci puterea, iar uleiul a fost înlocuit prin lichidul sintetic de impregnare „Askarel", incombustibil, cu o mare constantă dielectrică și o rezistență electrică ridicată. S-a trecut apoi la înlocuirea hîrtiei cu foi din material plastic ca izolație principală, obținîndu-se astfel o nouă creștere a intensității cîmpului, a puterii și aceasta la temperaturi interioare cu mult scăzute față de trecut, ceea ce prelungește și durata de serviciu. Față de condensatoarele clasice cu izolație de hîrtie pierderile noilor condensatoare sînt cu cel puțin 1,2 W/kVAar mai reduse.

Aceștia au permis apoi realizarea unor mari unități de baterii necesitate tot mai mult atît pentru compensarea factorului de putere în marile rețele trifazice — ca baterii-shunt- cît și la cuptoarele cu inducție, la cuptoarele de înaltă frecvență, la laminoarele comandate de tiristori etc. Autorul încheie prin indicarea cîtorva cazuri speciale de utilizare a condensatoarelor, prin descrierea echipamentului automat pentru sarcini variabile și a condensatoarelor blindate montate în 1—4 etaje cu puteri de 2 000 kVAr pe etaj și tensiuni de serviciu de 12 kV.

G. C.

CZ 657.4 *Conturi. Operații contabilicești*

CZ 657.471

Adrianova, A. **Calculul tipurilor de costuri individuale în funcție de durata lucrărilor științifice de cercetare și de construcție.** (Berechnung einzelner Kostenarten in Abhängigkeit von der Dauer wissenschaftlicher Forschungs und Konstruktionsarbeiten). În: Elektrie RDG **24**, nr. 4, 1970, p. 121—125.

Estimarea timpului și costurilor sînt strîns legate între ele în domeniul planificării activității de cercetare, estimare care urmează a se executa concomitent. În cazul în care intervine o modificare în estimarea timpului, se impune verificarea termenului de finisare și devizul. Reducerea termenelor planificate este de obicei, rezultatul unei concentrări a forțelor de muncă sau a unei creșteri a inițiativei creatoare a angajaților, activități prinse în relații de calcul bine definite.

Se arată că investiția reală de muncă pentru proiectarea unui produs nou depășește de multe ori cu 50—100% investiția de muncă planificată și antecalculată; aceste imprecizuni de calcul, trebuie privite sub unghiul lipsei de perfecțiune a metodelor de calcul.

La întrebuințarea fondului cointeresării materiale de către organizațiile de cercetare științifică se indică relații de calcul care țin seama diferențiat de aportul în rezolvarea unor probleme de către colectiv, de respectarea devizelor, de economia de mijloace materiale.

Fl. T.

CZ 621.398.087.9: 72

Hartmut, F. și Schallehn, H. W. **Automatizarea în clădiri. Prelucrarea centrală a datelor în marile instalații** (Gebändeautomation — zentrale Datenverarbeitung in Grossbauten). In: ETZ—B, nr. 23/1970, p. 551—555, 1 fig., 7 scheme.

O automatizare a instalațiilor unei clădiri (reglajul temperaturii, al aerisirii, climatizării, alimentării cu apă și energiei electrice, comanda iluminatului, a transmiterii știrilor, a instalațiilor de transport) are scopul ca, prin concentrarea tuturor datelor privind supravegherea și comanda, să optimizeze exploatarea acestor instalații și să realizeze economii la personal și la energie. Sînt analizate mai jos condițiile pure unei astfel de instalații, îndeplinirea lor și funcțiunea. Ca exemplu ale unor astfel de instalații sînt date: Spitalul de stat din Copenhaga, Universitatea Bochum, aeroportul Frankfurt etc. Astfel de instalații controlează exploatarea corespunzătoare, depășirea valorilor maxime, defecțiunile (incl. punctele unde s-au produs), oferind în același timp posibilitatea ca de la masa de comandă să se intervină în mod corespunzător pe cale manuală sau — prin mijlocirea benzilor perforate în mod automat. Astfel personalul de exploatare (redus ca număr) are timp disponibil pentru a interveni în cazul reparațiilor necesare. Structura sistemelor electronice de automatizări în clădiri se deosebește de cea a automatizărilor industriale și comerciale în anumite puncte esențiale indicate de autor.

Un ansamblu al centralei unei astfel de automatizări este redat într-o schemă, care ne arată pe de o parte ce

elemente se găsesc aici (masa de comandă, indicatoarele valorilor din diferitele instalaţii şi ale defecţiunilor etc.), iar pe de altă parte structura întregii reţele cu plecările spre subcentrale, spre contactele indicatoare, acţionări, reglaje ş.a.m.d. În centrală sosesc datele de funcţionare ale instalaţiilor şi de aici persoana, care deserveşte dirijează menţinerea valorilor necesare sau trimite echipa de reparaţii la punctul defectuos (clădirea nr...., instalaţia de încălzire, punctul nr....). Alte două scheme arată detalii ale ansamblului în cazul utilizării sistemului cu mai multe fire (conducte) sau a celui cu două fire („Multiplex"). Pentru controlul unei anumite părţi ale instalaţiei (de exemplu ale aerisirii), se apasă pe un buton al mesii de comandă şi pe un ecran apare schema acestei reţele cu toate detaliile (pompe, încălzire, filtre, evacuare etc.), putîndu-se interveni oriunde o valoare nu ar corespunde. Reprezentarea valorilor în centrală se face digital. În instalaţiile complet electronice alarma inel indicare a punctului defectuos se dă în timp de 1 Pentru instalaţii deosebit de mari se recurge şi la calculatori de procese.

În încheiere se indică stadiul introducerii acestor automatizări în S.U.A. şi în Europa.

Gh. C.

SCURTE ŞTIRI

In cirea 15 ani şi cu o cheltuială de 375 milioane dolari căile ferate din R.F.G. vor fi transformate într-o maşină de transport comandată numeric (după indicaţiile Prof. Dr. Ing. W. Schmitz din administraţia centrală a căilor ferate).

Din: ETZ-B, nr. 23, 1970.

Rezervarea locurilor pe cale electronică va fi introdusă în R.F.G. la 1.II.1971. La noul sistem sînt asociate şi Belgia, Danemarca, Luxemburg şi Austria.

Din: ETZ-B, nr. 23, 1970.

Cu ajutorul unui computer, vor fi posibile în viitor, operaţiuni complicate în creier, după cum s-a comunicat la al 5-lea simpozion internaţional de stereoencefalotomie din Freiburg.

Din: ETZ—B, nr. 23, 1970

Cu ajutorul unui computer se calculează de către medici şi fizicieni în spitalul din Schwabinger (München) repartizarea dozei de iradiere în tratamentul tumorilor cu betatronul. Calculul se reduce astfel de la zile întregi la cîteva minute. În afară de intensitatea iradierii se stabileşte şi locul tumorii

Din: ETZ—B, nr, 23, 1970

precum şi gradul de influenţă a iradierii asupra ţesutului învecinat.

Din: ETZ-B, nr. 23, 1970.

Construcţia unui vapor polonez înzestrat cu un computer pentru pescuitul în larg şi pentru cercetări este încurajată de către Naţiunile Unite cu circa 1,2 milioane dolari. Costul întregului proiect se ridică la 13 milioane dolari, din care 239 000 dolari revin computerului, care va dirija toate operaţiunile, începînd cu găsirea aglomerării de peşti pînă la ridicarea năvodului.

Din: ETZ-B, nr. 23. 1970.

Un nou procedeu pentru depistarea timpurie a cancerului din plămîni a fost realizat la universitatea din St. Louis (SUA). Se bazează pe iradierea coşului pieptului cu un preparat slab radioactiv şi măsurarea penetraţiei prin diferitele ţesuturi ale plămînului în timpului răsuflatului. Informaţiile electrice obţinute cu o cameră de scintelaţie sînt transformate în valori numerice şi analizate apoi de către un computer.

Din: ETZ-B, nr. 23, 1970.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. PL. ANDRONESCU ; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România ; acad. dr. doc. şt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil ; ing. V. BUNEA ; ing. V. CIOFU ; prof. dr. doc. şt. tehn. V. CORLĂŢEANU ; ing. ŞT. GROSU ; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. LAZARIDE ; dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. M. OPASCHI ; ing. A. POPA ; prof. ing. CRISTIANA POPESCU ; ing. VL. POPOVICI ; academician prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. RĂDULEŢ ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director : 14.62.67. Redacţia : Bucureşti, str. Mândineşti, nr. 3, sector IV ; telefon secretar general de redacţie : 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon : 35.12.59. Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, Bucureşti. Tarif pentru instituţii şi întreprinderi : lei 100 anual ; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar : lei 5. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „Informaţia" Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23—25, c. 2135. *Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/7928/1970*

41 400

RECOMANDĂRI PENTRU AUTORI

1. Lucrările care pot fi prezentate spre publicare sînt : de importanță generală, tehnico-științifice speciale, teoretice sau experimentale, tehnice obișnuite, prezentarea unor realizări pe linia protecției muncii (dispozitive proiectate în acest scop etc.).

2. Lucrările vor fi axate pe aducerea la îndeplinire a sarcinilor trasate de documentele de partid și de stat privind îndeosebi introducerea tehnicii noi, ridicarea calității produselor, reducerea prețului de cost, creșterea productivității muncii. Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele, interesînd industria, vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să conțină propuneri de viitor.

3. Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.

4. Lucrările care au mai fost publicate integral sau parțial nu pot fi trimise redacției spre publicare.

5. Un scurt rezumat fixînd premisele de la care s-a pornit, problema studiată și cadrul în care este tratată,nedepășind 4—5 rînduri, va fi anexat lucrării.

6. În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției ; de asemenea, se arată scopul lucrării, subliniindu-se contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd înțelegerea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase ; de asemenea, se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic — ilustrativ, tabele etc.

7. Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiile posibile.

8. Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.

9. Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului.

10. Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS. Inidicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie de asemenea, cu grijă literele majuscule, minuscule sau cele rusești, grecești, germane, cifrele romane etc.

11. Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cum și figuri sau tabele), atît cele speciale, cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcrierile originale. Pentru cărți : numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet (eventual și tradus, în paranteză), ediția, editorul, locul editurii, anul. Pentru articole : numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus, în paranteză), revista, volumul, numărul și anul, paginile.

12. Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență, exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic.

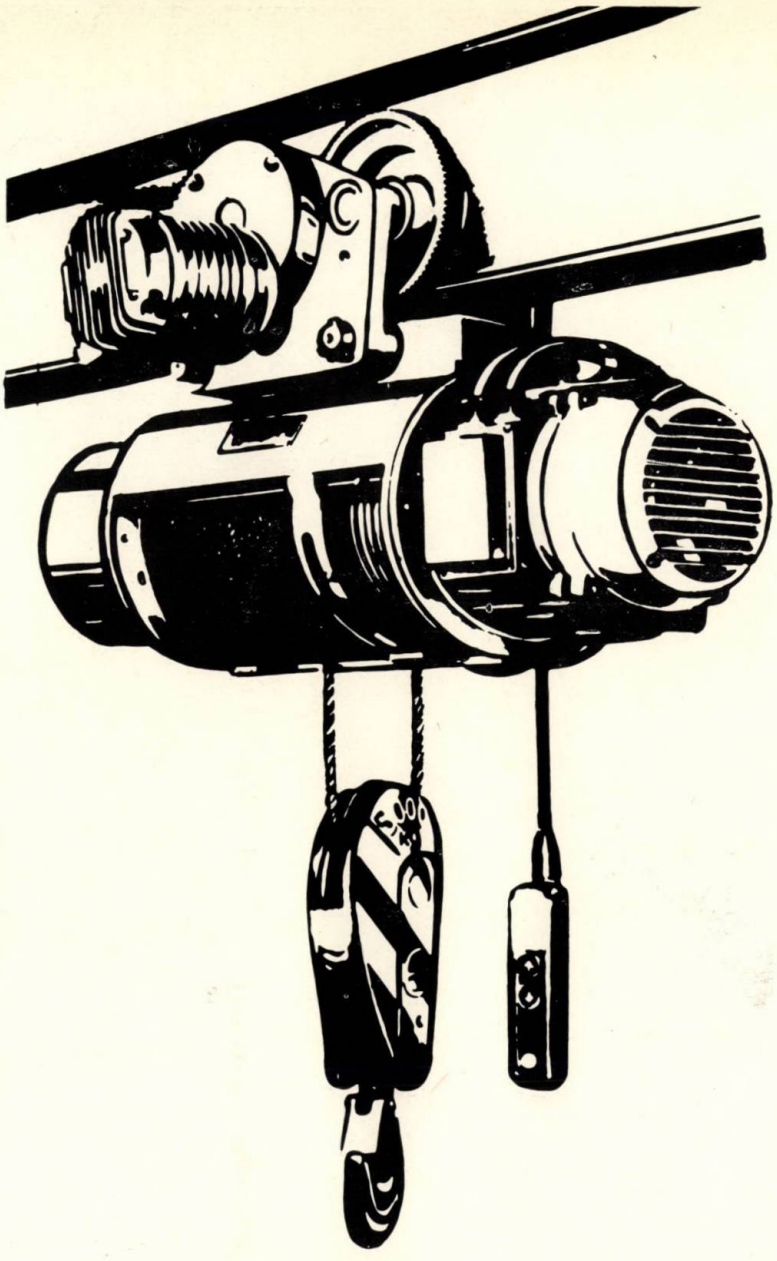
Se scrie pe o singură pagină (față), la două rînduri (2 000 semne de pagină). Se recomandă 10—12 pagini dactilografiate.

13. Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.

14. Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica : titlurile, funcțiile, localitatea și adresa domiciliului, numărul de telefon.

15. Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora pentru publicare.

16. Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări în corectură față de manuscris.



balkancar

sinonim cu înaltă calitate!

Palanele electrice ,,BALKANCAR''
prezintă numeroase aplicaţii
şi prin calităţile lor tenhice
vă vor da — desigur — deplină satisfacţie

PALANE ELECTRICE CU CABLU TIP T

capacitate de ridicare : 250 ÷ 12 500 kgf
Înălţime de ridicare : 6 ÷ 36 m

PALANE ELECTRICE CU LANŢ TIP MV

capacitate de ridicare : 125 ÷ 1 000 kgf
înălţime de ridicare : 3,2 ÷ 12 m

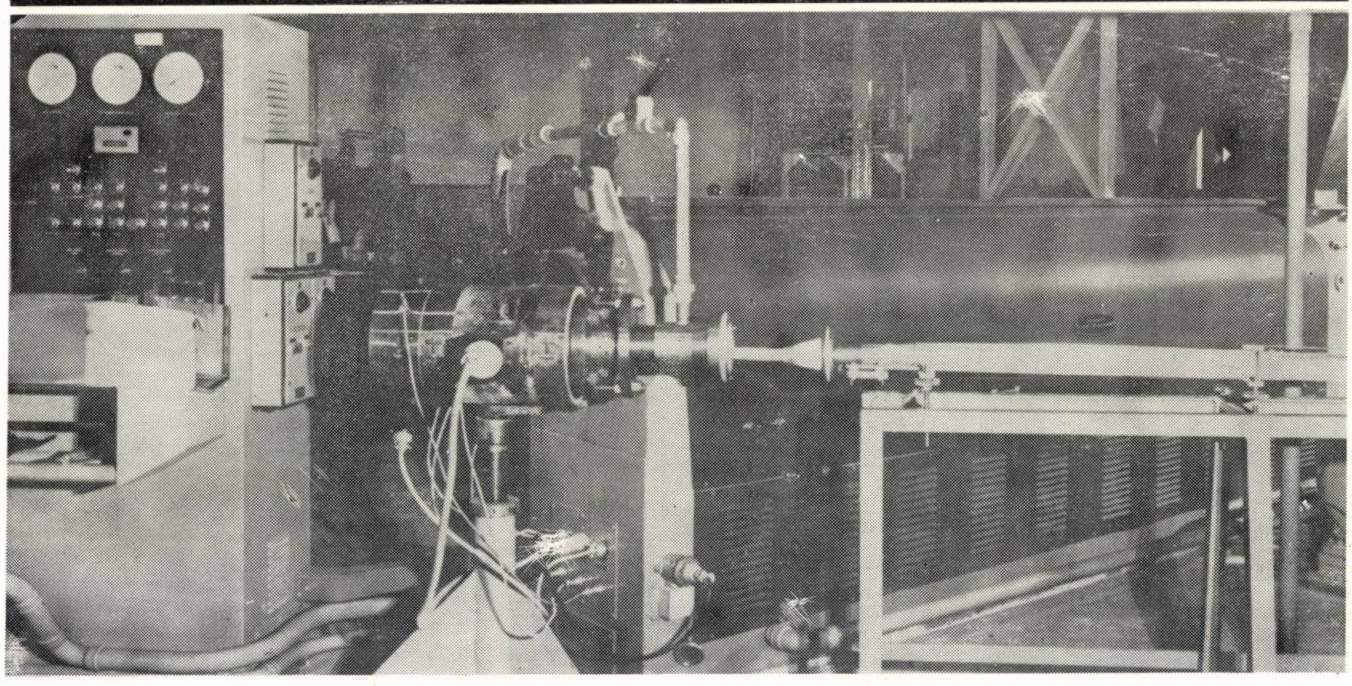
Construcţie uşoară şi compactă
Exploatare sigură şi simplă

La cererea clientului,
constructorii ,,BALKANCAR'' asigură adaptarea materialului la condiţiile de exploatare :
● mediu exploziv ● climat tropical ● mediu corosiv ● temperaturi joase

Pentru orice informaţie sau cerere de ofertă, vă rugăm a vă adresa la :
BALKANCARIMPEX,
Direcţia ,,Export''
Bulgaria, Sofia
56, str. Alabine
Telex : 022386
Telegrame :Balkancarimpex
Export — Sofia

PUBLICOM

Cabluri greu de manipulat pot fi uşor confecţionate cu ajutorul unei linii de cablare Shaw Davis-Standard de mare productivitate



Cabluri grele şi ridige sînt acoperite rapid pe o linie de cablare HO Shaw Davis-Standard. Secretul constă într-un mixer special de mare productivitate. Debitele caracteristice sînt de 750 kgf/h pentru PVC şi 500 kgf/h pentru polietilenă printr-un extruder de 6″25 : 1. Fiecare porţiune a liniei este proiectată pentru o mare productivitate în condiţii grele de lucru. Standurile de bobinare şi depănare pentru tamburi pînă la 18 tf, precum şi viteza liniei sînt comandate de un dispozitiv de dozare avînd o capacitate de extragere de 2 250 kgf. Capetele de extrudare de tipul „Velocitrol" cu dispozitiv de ghidare cu presiune inelară pot fi utilizate pentru cabluri cu un diametru pînă la 152 mm. Liniile de fabricaţie comportă de asemenea rezervoare de răcire din oţel inoxidabil, roţi de schimb şi transmisii complet echilibrate.

Se trimit la cerere informaţii asupra oricărei serii de maşini Shaw Davis—Standard pentru material plastic

FRANCIS SHAW

SHAW DAVIS-STANDARD

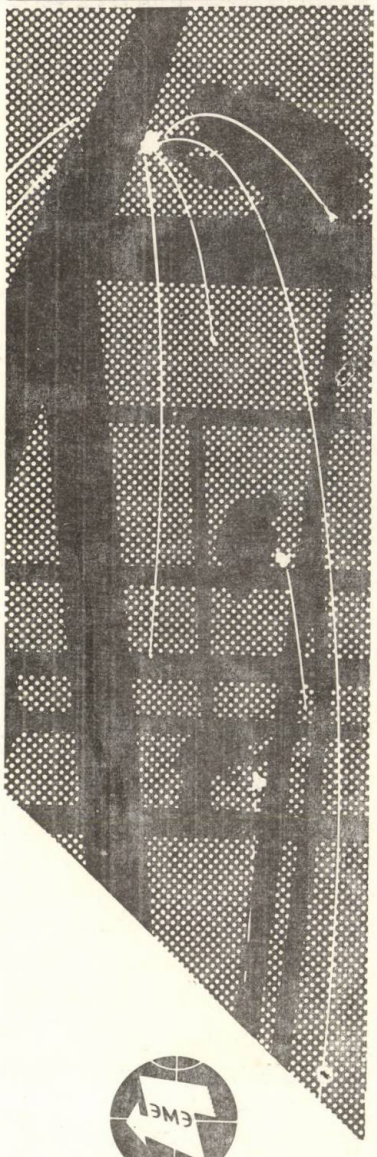
Ingineri din industria materialelor plastice şi a cauciucului.

Informaţii : Francis Shaw & Co. Ltd. Biroul de vînzări : Manchester, Anglia.
Telegrame : Calender Manchester. Telefon : 061—223 1313 Telex : 66—357
Birouri la Londra, Birmingham şi Canada. Agenţi şi licenţe de fabricaţie pe tot globul.

P3267

PUBLICOM

ENERGOMACHEXPORT



Pentru orice climă

CONVERTIZOARELE DE SUDURĂ SOVIETICE
PSO—300 și PSO—500

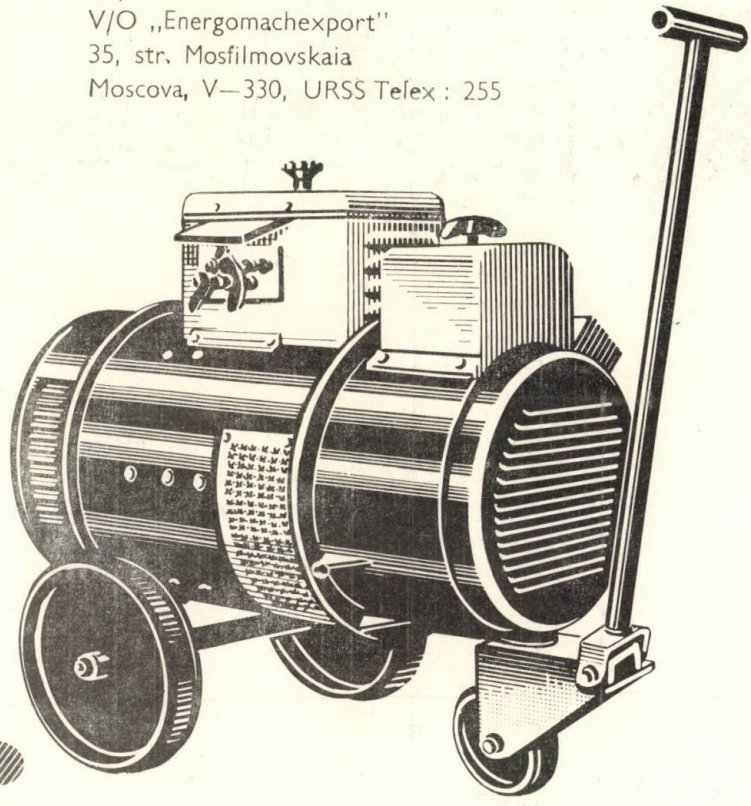
FIABILITATE LONGEVITATE
Manipulare ușoară
Întreținere minimă
Stabilitate perfectă în funcționare

Asigură atît sudarea automată cît și semi-automată sub strat de flux.

Reglajul curentului de sudură :
PSO — 300 — de la 100 la 300 A
PSO—500— de la 125 la 500 A

La cererea Clientului, convertizorul PSO—300 poate fi livrat cu un comutator stea-triunghi.

Exportator :
V/O „Energomachexport"
35, str. Mosfilmovskaia
Moscova, V—330, URSS Telex : 255



ПСО-300
ПСО-500

PUBLICOM

TIRISTORUL DE MARE VITEZA

întrunind frecvenţă înaltă curent mare tensiune ridicată

Desigur, vă mai amintiţi reclama noastră anterioară !

în care indicam trei noi aspecte ale programului nostru de fabricaţie pentru semiconductoare. Unul dintre aceste noi aspecte constă din tiristorul de mare viteză care a extins domeniul de aplicare al semiconductoarelor.

Noul tiristor de MARE VITEZĂ ASEA a reprezentat soluţia pentru o nouă serie de aplicaţii interesante. Acest tiristor de mare viteză poate fi utilizat în combinaţie cu inversoare cînd este necesar un timp de restabilire redus. În cadrul tiristoarelor noastre de mare viteză s-a reuşit să se combine un circuit de comutare cu timp de restabilire redus cu un curent de regim foarte mare.

Evident, timpul de restabilire al circuitului de comutare determină frecvenţa timpului de răspuns şi în unele aplicaţii tiristorul trebuie să permită declanşarea de mii de ori în fiecare secundă.

ASEA este unul din principalii fabricanţi de convertizoare cu o îndelungată experienţă în ce priveşte randamentul ridicat al tiristoarelor de mare viteză pentru frecvenţe înalte, în special pentru gama de 3 kHz.

Tiristoarele de mare viteză YST 3—01Q şi YST 3—02Q sînt prevăzute cu un circuit — poartă central, special, asigurîndu-le astfel excepţionale caracteristici de declanşare. În acest fel sînt cu totul corespunzătoare pentru frecvenţe foarte înalte şi pentru valori ridicate ale coeficientului de creştere a curentului de regim.

Aplicaţii :

- **Vehicule cu motoare de curent continuu**

  ca electrocare, cărucioare elevatoare, locomotive pentru mină, trenuri şi tramvaie

- **Inversoare de frevenţă**

  utilizate pentru cuptoarele de inducţie, întreruptoare şi reglarea turaţiei motoarelor de curent alternativ

Pentru specialist :

Curent de regim, valoare eficace 450 A
Tensiune inversă

200—1000 V (YST 3—01 Q)
200—1400 V (YST 3—02 Q)

Curent de vîrf maxim 6200 A
Timp de restabilire pentru circuitul de comutare :

20 µs şi 30 µs (YST 3—01 Q)
60 µs (YST 3—02 Q)

Valoarea maxim admisibilă a curentului de vîrf iterativ, pentru :

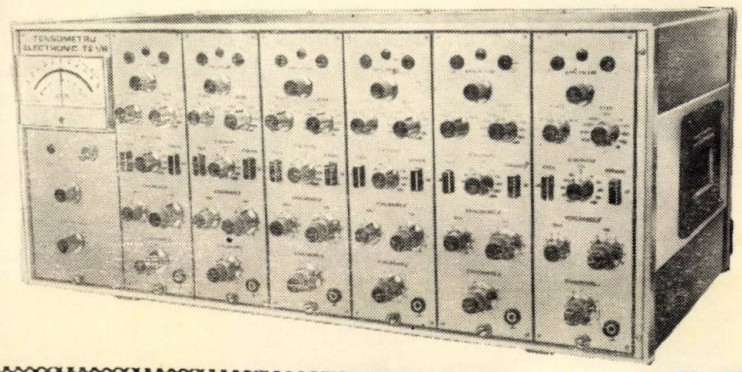
50 Hz, 50 A/µs este de 600 A
1000 Hz, 50 A/µs este de 550 A
3000 Hz, 50 A/µs este de 400 A.

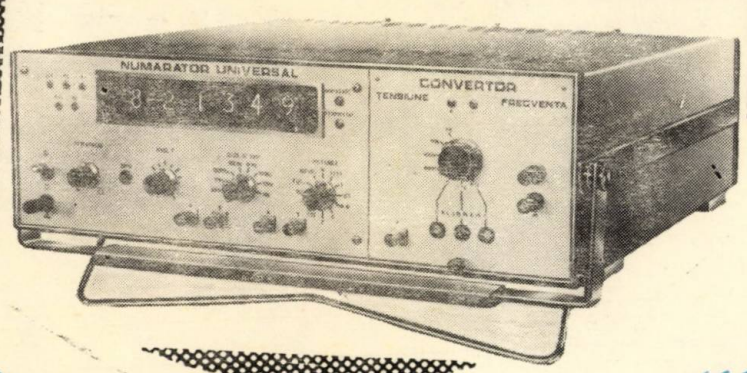
SEMICONDUCTOARELE
reglează întotdeauna productivitatea în creştere.

ASEA
VÄSTERÅS • SWEDEN

PUBLICOM

IETC



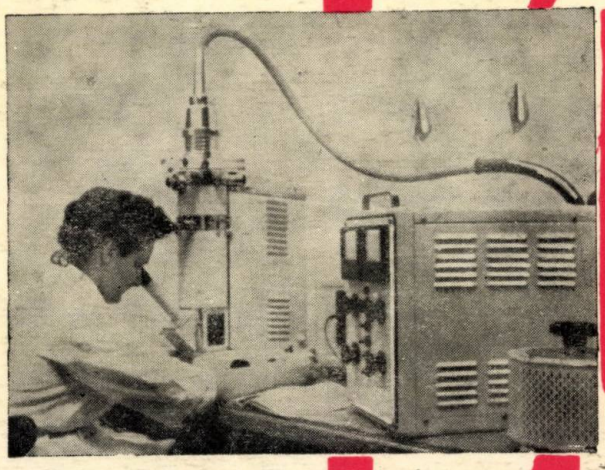


INSTITUTUL DE CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI PENTRU ELECTRONICĂ ŞI TEHNICĂ DE CALCUL

— București, Bdul Kalinin nr 18, Sector 1, Telefon 33.61 91 —

- Primește comenzi de cercetare și proiectare pentru aparate și echipamente electronice de laborator sau pentru industrie, din toate sectoarele economice.
- Execută studii tehnico-economice, modele experimentale și prototipuri pentru:
  - aparate electronice de măsurat mărimi electrice
  - aparate electronice de măsurat mărimi neelectrice
  - surse de alimentare
  - echipamente de electronică industrială
  - aparate electronice pentru medicină și biologie
  - echipamente de radiocomunicații
  - piese de ferită.
- În centrul de calcul dotat cu echipament modern se execută la cerere programe în următoarele limbaje de programare:
  - FORTRAN
  - COBOL
  - ASSIRIS.

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ



Intenţionaţi desigur să vă diversificaţi produsele pe care le fabricaţi, pentru a fi tot mai competitive!

Cu siguranţă că vă puneţi problema caracterizării unor materiale pe care le utilizaţi în producţie, pe care aţi dori poate să le înlocuiţi cu altele mai bune sau mai ieftine!

Poate nu vă este indiferentă calitatea şi fiabilitatea produselor dvs., doriţi standuri şi metode de încercări care să vă dea în orice moment, indicaţii asupra nivelului tehnic la care aţi ajuns cu produsele!

Exportaţi produse. Vreţi să ştiţi ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizaţi să reziste corect la climatele cele mai diferite?

La toate aceste întrebări ca şi la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare şi Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE), care în această perioadă îşi întocmeşte planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură şi standuri de încercări moderne, specialişti de înaltă calificare, ateliere proprii de construcţii prototipuri, o experienţă de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteţi să i-o acordaţi.

Telefonaţi la: 31.41.00

BUCUREŞTI ● BD.T. VLADIMIRESCU 45–47 ● TELEFON 31.41.00

E 2040

ELECTROTEHNICA

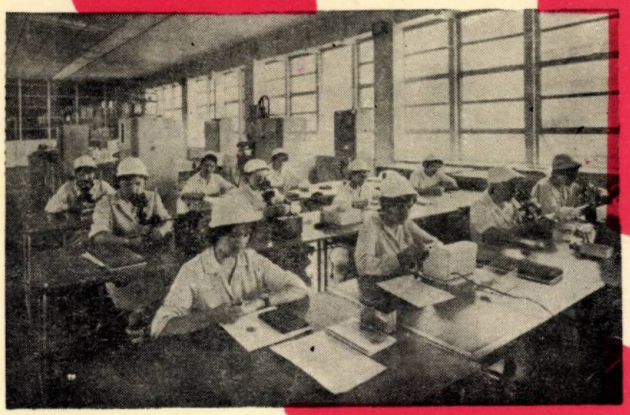
ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 19 • Nr. 5 • MAI 1971

5

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI—BĂNEASA

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32, ROMÂNIA – BUCUREŞTI II TELEFON 33.38.30 – TELEX 011203 CONT VIRAMENT 300.60.200 BNRSR S. II.

IPRS BĂNEASA



PIESE RADIO

Rezistoare cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare polistiren
Condensatoare poliester metalizat
Condensatoare hîrtie metalizată
Condensatoare hîrtie, pentru echipament auto
Condensatoare hîrtie, pentru startere
Condensatoare hîrtie, pentru antiparazitare
Condensatoare hîrtie, pentru telefonie
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Tranzistoare cu germaniu de joasă frecvenţă
- de mică putere
- de medie putere
- de putere

Tranzistoare cu germaniu de înaltă frecvenţă
- de mică putere
- drift

Tranzistoare de putere
Diode de semnal şi comutaţie cu contact punctiform
Diode redresoare cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
- de mică putere
- de putere

Diode stabilizatoare de tensiune cu siliciu, de mică putere
Fotodiode cu germaniu

Vă rugăm să consultaţi cataloagele noastre.
Cabinetul tehnic, telef. 33.38.30/152.

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI – BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC ● STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ● BUCUREŞTI ● SECTORUL 2

ELECTROTEHNICA

Anul 19 Nr. 5, pag. 157—200 mai 1971

CUPRINS

Lăzăroiu D.F.: **Industria electrotehnică din Republica Socialistă România, creaţie a politicii Partidului Comunist Român.**

Electrotehnica **19**, nr. 5, mai 1971, p. 157—161

CZ 621.391.1 : 621.371

Adămuţ, I.: **Interpretarea fenomenologică a propagări undelor electromagnetice pe linia fără pierderi în cazul tensiunii treaptă**

Electrotehnica **19**, nr. 5, mai 1971, p. 162—171

Aplicînd principiul conservării energiei, principiul inerţiei, un principiu de minim pentru sistemele fizice cu energie electrică, precum şi cîteva legi ale electromagnetismului se dă o interpretare fizică fenomenologică procesului de propagare, folosind în acest scop linia fără pierderi. Se arată că propagarea este un proces finit, limitat, tranzitoriu, stabil în cazul liniei adaptate, infinit tranzitoriu, periodic cu perioada 4 T_p şi cuasistabil la linia în gol şi infinit tranzitoriu periodic cu perioada 2 T_p, divergent la linia în scurtcircuit. Se stabileşte o expresie necunoscută în literatura tehnică pentru curentul de scurtcircuit şi se explică fizic nodul de tensiune nulă la extremitatea receptor a liniei în scurtcircuit.

CZ 621.313.282

Dîmboiu, E.: **Instalaţie experimentală pentru ridicarea unor caracteristici ale motoarelor liniare plane cu cîmp mobil**

Electrotehnica **19**, nr. 5, mai 1971, p. 172—174

Se prezintă o instalaţie de experimentare pentru determinarea forţei medii a motorului liniar plan cu cîmp mobil în funcţie de viteza medie a armăturii mobile. Este indicată de asemenea schema electrică utilizată pentru măsurarea unor mărimi electromagnetice la diferite sarcini ale motorului. În continuare se dau relaţiile pentru calculul forţei medii, vitezei medii şi amplitudinii inducţiei magnetice în întrefier, iar în final se prezintă diagramele obţinute.

CZ 621.314.214 : 621.335.2

Olariu, Gh.: **Reglajul transformatorului de putere al locomotivelor electrice.**

Electrotehnica **19**, nr. 5, mai 1971, p. 175—184

Se prezintă cîteva din principalele probleme constructive, energetice şi de exploatare, pe care le ridică alegerea variantei optime de reglaj la locomotive.

Se prezintă generalităţi asupra problemei reglajului transformatoarelor de tracţiune, legătura dintre transformator, reglajul puterii şi motorul de tracţiune ca unitate funcţională complexă, se tratează sumar anumite puncte de vedere legate de: curent de pornire, greutate, preţ, gabarit necesar şi siguranţă în exoloatare. Ultima parte a lucrării tratează problemele energetice ale pierderilor în conductoare şi necesarul de putere reactivă funcţie de programul locomotivei.

CZ 621.335.2 : 621.314.6

Baltac, Th., Ciortan, P. şi *Banu, C.:* **Optimizarea dimensionării instalaţiei de redresare de pe locomotiva electrică 060 EA.**

Electrotehnica **19**, nr. 5, mai 1971, p. 184—188

Se prezintă o propunere de modificare a protecţiei de scurtcircuit la locomotivele electrice 060EA şi anume se preconizează renunţarea la scurtcircuitor, prin eventuala mărire a tensiunnii de scurtcircuit a transformatorului.

CZ 621.335 2 : 621.314 .6 : 621.331.3/.4.001.24

Negreanu, A.: **Studiul şi calculul schemelor electrice cu punţi redresoare asimetrice în serie, pentru locomotive electrice**

Electrotehnica **19**, nr. 5, mai 1971, p. 188—195

Se deduc relaţii pentru calculul şi studiul valorilor curenţilor şi tensiunilor (instantanee, medii şi efective), din elementele componente (transformatoare, redresoare, bobine de netezire, motoare de tracţiune), ale circuitului de forţă, cu punţi redresoare asimetrice în serie, avantajoase pentru locomotivele electrice, ca urmare a economiei de tiristoare, siguranţei în funcţionare şi a eliminării contactoarelor.

RECENZII ● REFERATE ● CRONICĂ

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.391.1 : 621.371

Адэмуц, И.: **Феноменологическая интерпретация распространения электромагнитных волн по линии без потери в случае ступенчатого напряжения**

Electrotehnica 19, nr. 5, mai 1971, p. 161–171

Применяя принцип сохранения энергии, принцип инерции, принцип наименьшего действия для физических систем с электроэнергией, а также несколько законов электромагнетизма, дается физическая феноменологическая интерпетация процесса распространения, используя для этой цели линию без потерь. Показано, что распространение является конечным процессом, ограниченным, неустановившимся, стабильным в случае согласованной линии, бесконечно периодически неустановившимся с периодом 4 T_p и квазистабильным на холостой линии и бесконечно периодически неустановившимся с периодом $m2T_p$, расходящимся на короткозамкнутой линии. Устанавливается выражение, неизвестное в технической литературе для тока короткого замыкания и дается физическое объяснение узла нулевого напряжения на конце короткозамкнутой линии.

ДК 621.313.282

Дымбою, К.: **Экспериментальная установка для определения характеристики линейных плоских двигателей с подвижным полем**

Electrotehnica 19, nr. 5, mai 1971, p. 172–174

Описывается экспериментальная установка для опрделения средней силы плоского линейного двигателя с подвижным полем в зависимости от средней скорости подвижной арматуры. Приводится также электрическая схема, применяемая для замера электромагнитных величин при различных нагрузках двигателя. В дальнейшем даются отношения расчета средней силы, средней скорости и амплитуды магнитной индукации в воздушном зазоре, а в заключение приводятся полученные диаграммы.

ДК 621.314.214 : 621.335.2

Оларіу, Г.: **Регулировка силового трансформатора электровозов**

Electrotehnica 19, nr. 5, mai 1971, p. 175–184

Приводится несколько основных конструктивных, энергетических и эксплуатационных проблем, возникающих при выборе оптимального варианта регулирования локомотива. Излагаются общие сведения в связи с регулированием тяговых трансформаторов, зависимость между трансформатором, регулировкой мощности и тяговым двигателем как комплексная функциональная единица, рассматриваются вкратце некоторые точки зрения, касающиеся: пускового тока, веса, стоимости, необходимых габаритов и надежности в работе. В последней части работы рассматривается вопрос энергеических потерь в проводах и потребное количество реактивной мощности в зависимости от программы локомотива.

ДК 621. 335.2 : 621.314.6

Балтак, Т., Чиортан, П. и *Бану, К.:* **Оптимизация установления размеров выпрямляющих устройств на электровозе 060 ЕА**

Electrotehnica 19, nr. 5 mai 1971, p 184–188

Авторы предлагают изменить защиту короткого замыкания на электровозах 060 ЕА, а именно отказаться от короткозамыкателя, увеличив напряжение короткого замыкания трансформатора.

ДК 621.335.2 : 621.314.6 : 621.331.3/.4.001.24

Иегряну, А.: **Исследование и расчет электрических схемы с асимметричными последовательными мостиками выпрямления, для электровозов**

Electrotehnica 19, nr. 5, mai 1971, p. 188–195

Выводятся отношения для расчета и иследования величины токов и напряжений (мгновенные, средние и эффесивные), из составных элементов (трансформаторы, выпрэмители, уравнительные катушки, силовые двигатели) силовой цепи с асимметричными последовательными мостиками выпрямления, имеющими следующие преимущества для электровозов: экономия тиристоров, надежность в работе и исключение контакторов.

РЕЦЕНЗИИ ● РЕФЕРАТЫ ● ХРОНИКА

INHALT

DK 621.391.1 : 621.371

Adămuț, Z. : **Die phänomenologische Deutung der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen auf der verlustlosen Linie im Fall der Schrittspannung.**

Electrotehnica 19 nr. 5, 1971, S 162–171

Durch Anwendung des Prinzips der Erhaltung der Energie, des Beharrungsvermögens, eines Minimumprinzips für die physikalischen. Systeme elektrischer Energie sowie einiger Gesetze des Elektromagnetismus verleiht man dem Fortplanzungsvorgang eine physikalische, phänomenologische Deutung durch Verwendung der verlustlosen Linie zu diesemzweck. Man zeigt dass die Fortpflanzung ein endlicher, begrenzter, Uebergangsvorgang ist und zwar stabil für die angepasste Linie, unendlich transitorisch, periodisch mit der Periode 4 T_p und quasistabil für die unbelastete Linie und unendlich transitorisch, periodisch mit der Periode 2 T_p divergent bei der Linie im Kurzschluss. Festgeretzt wird ein in dertechnischen Literatur nicht bekannter Ausdruck für den Kurzschlussstroni worauf dann physikalisch der Nullspannungsknoten am Empfangsende der kurzschlusslinie erklärt wird.

DK 621.313.282

Dâmboiu, E. : **Die Versuchsanordnung zur Bestimmung von Kennlinien der planlinearen Motoren mit beweglichen Feld.**

Electrotehnica 19, nr. 5, 1971, S 172–174

Man beschreibt eine Versuchsanordnung zur Bestimmung der Mittelkraft des planlinearen Motors mit beweglichem Feld als Funktion der mittleren Geschwindigkeit der beweglichen Armatur. Gezeigt wird ferner das elektrische Schema zur Messung gewisser elektromagnetischer Grössen bei verschiedenen Belastungen des Motors. Ferner gibt man die Beziehungen an zur Berechnung der Mittelkraft, der mittleren Geschwindigkeit und der Amplitude der magnetischen Induktion im Luftspalt. Abschliessend zeigt man die erhaltenen Schaulinien : $F = f(v)$ und die Wiechlungen der Kurvengruppen der magnetischen Induktionen längs des Luftspaltes des planlinearen Motors mit beweglichen Feld.

DK 621.314.214 : 621.335.2

Olariu, Gh. : **Die Regelung des Leistungstransformators bei elektrischen Lokomotiven.**

Electrotehnica 19, nr. 5, 1971, S 175–184

Angegeben werden einige von den wichtigsten Bauproblemen energetischer und betriebsmässiger Natur, welche bei der Wahl der günstigsten Regelvariante bei Lokomotiven in Frage kommen. Man bespricht allgemein die Frage der Regelung bei Bahntrafos, die Beziehung zwischen Transformator, Leistungsregelung und Bahnmotor als komplexe Betriebseinheit. Man behandelt kurz gewisse Gesichtspunkte bezüglich : Anlaufstrom, Gewicht, Preis, Lichtraumprofil und Betriebssicherheit. Der letzte Teil behandelt, die energetischen Fragen der Leitungsverluste und die nötige Scheinleistung als Funktion des Lokomotivprogramms.

DK 621.335.2 : 621.314.6

Baltac, Th., Ciortan, P. und *Banu, C.* : **Die Optimisierrung der Bemessung der Gleichrichteranlage auf der elektrischen Lokomotive** 060 **EA.**

Electrotehnica **19**, 5, 1971, S 184–188

Man macht einen Varschlag zur Aenderung des Kurzschlusschutzes bei den elektrischen Lokomotiven 060 EA und zwar wird der Verzicht auf den Kurzschlisser durch die eventuelle Erhöhung der Kurzschlussspannung des Trafos vorgeschlagen.

DK 621.335.2 : 621.314.6 : 621.331.3/.4.001.24

Negreanu, A. : **Studium und Berechnung der elektrischen Schemas mit asymetrischen Reihen — Gleichrichterbrücken für elektrische Lokomotiven**

Electrotehnica **19**, 5, 1971, S 188–195

Man leitet Beziehungen ab zur Berechnung und Studium der Ströme und Spannungen (Moment —, Mittel-und Effektivwerte) aus den Bestandelementen (Trafos, Gleichrichter Ausgleichdrossel, Bahnmotor) des Leistungsstromkreises mit asymetrischen Reihen-Gleichrichterbrücken, welche für die elektrischen Lokomotiven vorteilhaft sind und dies als Folge der Ersparung an Thyristoren, der Betriebssicherheit und des Verzichtes auf Schützen. Mit Hilfe der Relativwerte der Beziehungen werden die gunstigsten Betriebsbedingungen bzgl. Pulsation und Leistungsfaktor festgestellt.

BUCHBESPRECHUNGEN 196
REFERATE 197
CHRONIK 199–200

CONTENTS

DC 621.391.1 : 621.371

Adămuț, I. · **The phenomenological interpretation of electromagnetical weve propagation along the line without losses in the case of gradient voltage**
Electrotehnica **19**, nr. 5, mai 1971, p. 162–171

By applying the principle of energy conservation, the inertia principle, a principle of minimum for the physical systems with electrical energy, as well as some laws of electromagnetism, a physical phenomenological interpretation of the propagation process is given, using to that end the line without losses. It is shown that the propagation is a process which is finite, limited, transitory, stable in the case of the line adopted, infinite transitory, periodical with period 4 T_p and quasistable in the idle line and infinitely transitory, periodical with the period 2 T, divergent in the short-circuit line. An expression unknown in the technical literature is established for the short-circuit current and the voltage node from the reciever extremity of the short-circuit line is physically explained.

DC 621.313.282

Dîmboiu, E.: **Experimental installation for determining some characteristics of plane linear engines with mobile field**
Eldectrotehnica **19**, nr. 5, mai 1971, p. 172–174

The description is given of an experimental installation for determining the average power of the plane linear engine with mobile field as a function of the average speed of relay armature. The electrical diagram used for measuring some electromagnetic magnitudes at different engine loads is also pointed out. The relations are then given for the calculus of the average power, the average speed and the amplitude of the magnetic induction in the air gap. The final part presents the diagrams obtained : the dependence $F = f(v)$ and the windings of the curve families of the magnetic inductions along the air gap of the plane linear engine with mobile field.

DC 621.314.314 : 621.335.2

Olariu, Gh. · **Regulating the power transformer of electric locomotives**
Electrotehnica **19**, nr. 5, ma i 1971, p. 175–184

Some of the main constructive, energetic and exploitation problems connected with the choice of the optimum locomotive regulating variant are presented.

Some general considerations are also made concerning the problem of traction transformer regulating, the relation between the transformer, the power regulating and traction engine as a complex functional unit. Views are brifly expressed about the starting current, the weight, the price, the dimensions required and exploitation safety. The final part of the paper deals with the energetic problems of losses in conductors and reactive power requirements as a function of locomotive programme.

DC 621.335.2 : 621.314.6

Baltac, Th., Ciortan, P. and *Banu, C.*,.. : **The optimizing of the dimensioning of the rectifying installation in electric locomotives 060 EA.**
Electrotehnica **19**, nr. 5, mai 1971, p. 184–188

It is suggested to modify the short-circuit protection in the electric locomotives 060EA. The modification would consist in giving up the short-circuiting device by eventually increasing the short-circuit voltage of the transformer.

CD 621.335.2 : 621.314.6 : 621.331.3/.4.001.24

Negreanu, A.: **The study and calculus of electric diagrams with assymetric rectifying bridges in series for electric locomotives.**
Electrotehnica **19**, nr. 5, mai 1971, p. 188–195

Relations are deduced for the calculus and study of the values of currents and voltages (instantaneous, average and effective) from component elements (transformers, rectifiers, smoothing coils, traction engines) of power circuits with assymetric rectifying bridges in series suitable for electric locomotives due to tiristor savings, working safety and contactor elimination. By means of the relations given in relative values, the optimum working conditions are established for pulsation and power coefficient.

REVIEWS 196
REPORTS 197
CHRONICS 199 – 200

SOMMAIRE

CD 621.391.1 : 621.371

Adămuț, I. · **L'interprétation phénomènologique de la propagation des ondes électromagnétiques sur la ligne sans perte, dans le cas de la tension palier.**

Electrotehnica **19**, no. 5, mai 1971, p. 162–171

En appliquant le principe de la conservation de l'énergie, le principe de l'inertie, un principe de minimum pour les systèmes physiques à énergie électrique, ainsi que quelques lois de l'électromagnétisme, on donne un interprétation physique phénomènologique au processus de propagation, utilisant à cet effet la ligne sans pertes. On démontre que la propagation est un processus fini, limité, transitoire, stabile dans le cas de la ligne adoptée, infiniment transitoire, périodique à période 4 T_p quasi-stabile à la ligne en vide et infini transitoire, périodique, à période de 2 T_p divergent à la ligne en court-circuit. On établit une expréssion, inconnue dans la littérature technique, pour le courant de court-circuit et l'on explique physiquement le noeud de tension normale, extrémité récepteur de la ligne en court-circuit.

CD 621.313.282

Dîmboiu, E. · **Installation expérimentale établir certaines caractéristiques des moteurs linéaires planes à champ mobile.**

Electrotehnica **19**, no. 5., mai 1971, p. 172–174

On présente une installation expérimentale pour déterminer la force moyenne du moteur linéaire plane à champ mobile, par rapport à la vitesse moyenne de l'armature mobile. On indique aussi le schéma électrique utilisé pour le mesurage de quelques valeurs électromagnétiques, lors des différentes charges du moteur. On donne ensuite les relations pour le calcul de la force moyenne, de la vitesse moyenne et de l'amplitude de l'induction magnétique dans l'entrefer et pour clore on présente les diagrammes obtenus: la dépendance $F = f(v)$ et les enroulements des familles de courbes des inductions magnétiques au long de l'entrefer du moteur linéaire plane à champ mobile.

CD 621.314.214 : 621.335.2

Olariu, Gh. · **Le reglage du transformateur de puissance des locomotives électriques.**

Electrotehnica **19**, no. 5, mai 1971, p. 175–184

On présente quelques-uns de principaux problèmes constructifs, énergétiques et d'exploitation, que soulève le choix de la variante optima de reglage des locomotives.

On présente des généralité concernant le problème du reglage des transformateurs de traction, la dépendance qui existe entre le transformateur, le reglage de la puissance et le moteur de traction considéré comme unité fonctionnelle complexe, on traite sommairement certains points de vue concernant le courant de démarage, le poids, le prix, le gabarit nécessaire et la sureté au cours de l'exploitation. La dernière partie de l'ouvrage traite les problèmes énergétiques des pertes dans les conducteurs ainsi que le nécessaire de puissance réactive par rapport au programme de la locomotive.

CD 621.335.2 : 621.314.6

Baltac, Th., Ciortan, P. et *Banu, C.* · **L'optimisation de l'établissement des dimensions de l'installation de redressement montée sur la locomotive électrique** 060 EA.

Electrotehnica **19**, no. 5, mai 1971, p. 184–188

On présente une proposition pour modifier la protection de court-circuit aux locomotives électriques 060EA et notamment on préconise de renoncer au court-circuiteur par un accroissement éventuel de la tension de court-circuit du transformateur.

CD 621.335.2 : 621.314.6 : 621.331.3/.4.001.24

Negreanu, A.: **L'étude et le calcul des schémas électriques à ponts redresseurs asymétriques en série, pour les locomotives électriques.**

Electrotehnica **19**, no. 5, Mai 1971, 188–195

On déduit des relations pour le calcul et pour l'étude des courants et des tensions (instantanée, moyenne et effective) des élements components (transformateurs, redresseurs, bobines de reglage, moteurs de traction), du circuit de force, à ponts redresseurs asymétriques en série, qui sont avantageux pour les locomotives électriques, comme suite à l'économie de thyristors, à la surete au cours du fonctionnement et à l'élimination des contacteurs. A l'aide des relations exprimées en valeurs relatives, on établit les conditions optima de fonctionnement pour les impulsions et le coefficient de puissance.

COMPTS-RENDUS 196
RÉFÉRATS 197
CRONIQUE 199–200

Abonați-vă la revistele:
CONSTRUCȚIA DE MAȘINI
ELECTROTEHNICA
AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 19 nr. 5 București, mai 1971

Industria electrotehnică din Republica Socialistă România, creație a politicii Partidului Comunist Român

DUMITRU F. LĂZĂROIU* — Bucrrești

La 7 noiembrie 1970 s-au împlinit 22 ani de cînd s-au deschis lucrările de investiții la prima fabrică din industria electrotehnică — fabrica de mașini electrice din București.

În primii ani după naționalizare prin grija și pe baza directivelor partidului al cărui glorios semicentenar îl sărbătorim în această lună s-a trecut la crearea industriei electrotehnice. Prin planul de electrificare de 10 ani (1951—1960) aprobat de plenara Comitetului Central al PMR din 28 octombrie 1950 se preciza că electrificarea necesită crearea unor baze proprii industriale pentru producerea mașinilor electrice și a aparaturii respective. Această hotărîre a fost necesară deoarece sectorul electrotehnic era practic inexistent în timpul regimului burghezo-moșieresc, cînd produsele din acest domeniu se importau. La naționalizarea principalelor mijloace de producție în anul 1948, în ramura electrotehnică existau numai cîteva ateliere de reparații sau de serii mici, care cu mijloace rudimentare executau comenzi modeste.

Prin măsurile stabilite în planul de electrificare, în 1950 s-a hotărît înființarea la Craiova a fabricii Electroputere pentru utilaj electrotehnic greu, dezvoltarea a trei fabrici de motoare electrice care s-au organizat după naționalizare (Dinamo-București, Electromotor-Timișoara și Electroprecizia-Săcele), înființarea unei fabrici de aparataj de joasă tensiune pentru producerea de aparate automate și neautomate și aparataj de instalații, a unei fabrici de conductoare și cabluri, a unei fabrici de materiale electroizolante pentru întreaga industrie electrotehnică, a unei fabrici de izolatoare ceramice, dezvoltarea fabricii de aparataj telefonic și înființarea unui institut de cercetări (actualul ICPE, dar cu un profil mai larg).

În ramura electronicii s-a organizat producția de aparate de radio pe bază de seturi din import la Radio-Popular. Primul radioreceptor de concepție proprie a intrat în producție în 1949.

Ritmul creșterii producției realizat de industria electrotehnică a fost deosebit de accentuat, încît producția electrotehnică proprie a reușit încă în perioada anilor 1950—1955 să asigure în mare măsură necesarul de mașini și aparate electrice al întregii economii. Ceea ce caracterizează această perioadă (1950—1955) este faptul că se crează nucleele care vor sta la baza industriei noastre electrotehnice (de curenți tari și electronice).

În ceea ce privește nivelul tehnic, s-au realizat produse disparate cu grad de integrare redus : transformatoare cu puterea pînă la 5000 kVA și 60 kV, aparataj de înaltă tensiune pînă la 35 kV, motoare electrice pînă la 100 kW, radioreceptoare

* Conf. dr. ing. D. F. Lăzăroiu este director general al Direcției generale pentru industria electrotehnică și electronică din M.I.C.M.

cu seturi complete și piese din import, becuri cu incandescență normale, materiale electroizolante clasa A.

În raportul de activitate al Comitetului Central la Congresul al VII-lea (II-lea) al partidului se arată că : „industria electrotehnică a devenit o puternică ramură a industriei grele, cu fabrici profilate, iar productivitatea muncii a crescut cu 12% față de 1950, atingînd cea mai înaltă creștere dintre toate ramurile industriei noastre", iar la Congresul al VIII-lea, în cadrul bilanțului înfăptuirilor, a fost subliniată realizarea planului de producție în patru ani în loc de cinci, la motoare electrice și la transformatoare.

Perioada 1955—1960 marchează o creștere în continuare a nivelului tehnic al produselor : aparataj de înaltă tensiune pînă la 110 kV, transformatoare pînă la 40 MVA și 110 kV, motoare electrice pînă la 320 kW, tramvaie de mare capacitate, unele componente electronice pentru radioreceptoare.

Prin directivele congresului al VIII-lea, planul de șase ani (1960—1965) a prevăzut lărgirea gamei de motoare electrice, mărirea sortimentului de aparataj și creșterea producției de elemente de automatizare.

Industria electrotehnică avea sarcina să atingă în anul 1965 un nivel de 2,5 ori față de 1959.

În mod special se prevedea dezvoltarea producției de echipament electronic și a producției de locomotive diesel electrice. Calea ferată urma să fie dotată în acest interval de timp cu 330 locomotive Diesel electrice, astfel încît în anul 1965 să se poată efectua cu mijloace de tracțiune moderne 45—50% din totalul traficului feroviar.

Au fost de asemenea prevăzute creșteri însemnate la motoare electrice de 2,4 ori, la cabluri de forță de 4 ori, la aparate radio de 1,8 ori, iar la bunuri de consum de 3 ori.

După cum se știe, toate aceste sarcini au fost realizate și depășite.

Etapa 1960—1965 se caracterizează prin abordarea unor domenii noi, prin creșterea gradului de integrare și prin începerea acțiunii de profilare a întreprinderilor se crează primele serii unitare de produse. Se asimilează produse din domenii noi ca : semiconductoare, componente electronice active și pasive, locomotive diesel electrice de 2100 CP, primele elemente de automatizare, televizoare cu seturi din import, surse noi de lumină (lămpi fluorescente și cu vapori de mercur). Se realizează serii unitare de motoare și transformatoare electrice. Se atinge tensiunea de 220 kV prin realizarea de autotransformatoare de 200 MVA 220/110 kV.

În raportul la cel de-al IX-lea Congres al PCR, tovarășul Nicolae Ceaușescu arăta că este necesar să se dea în continuare o mare atenție dezvoltării industriei constructoare de mașini, a cărei producție va crește într-un ritm mediu anual de peste 12% pentru asigurarea în cea mai mare parte a programului de investiții al planului cincinal. Pentru a face față necesităților de mașini și aparate electrotehnice, de aparate de măsură, control și automatizare, producția industriei electrotehnice era prevăzută să atingă cel mai înalt ritm din sectorul construcții de mașini, sporind în medie cu peste 16% anual.

Se prevedea astfel ca producția de locomotive diesel și electrice să crească de 1,8 ori și să se asimileze locomotiva electrică de 5100 kW. Pentru a răspunde cerințelor tehnice și calitative tot mai ridicate ale tuturor ramurilor economiei, în producția industriei electrotehnice a fost prevăzut să se extindă sortimentele și să se dezvolte noi capacități de producție pentru toate domeniile de activitate. S-a prevăzut la uzina Electroputere construcția unei noi fabrici de aparataj de înaltă tensiune, creșteri la producția de materiale electrotehnice, dublarea producției de cabluri de forță și semnalizare, mărirea de peste 9 ori a producției de cabluri telefonice, creșterea de 2,5 ori a producției de acumulatoare electrice și de 3 ori a celei de izolatoare ceramice, precum și modernizarea producției de materiale electroizolante. S-a prevăzut organizarea producției de elemente de automatizare, în special a celor electronice prin construirea unei fabrici noi și extinderea producției de aparate de măsură și control. În vederea satisfacerii necesităților mereu crescînde ale populației, producția de radioreceptoare a fost prevăzută să crească de 1,4 ori, cea de televizoare de 2—2,5 ori, precum și asimilarea de noi tipuri de aparate electrocasnice.

Congresul al IX-lea al PCR a scos în evidență că deși ritmul mediu anual de creștere a industriei electrotehnice a fost ridicat, el s-a dovedit insuficient față de creșterea rapidă a cererilor, prin pătrunderea din ce în ce mai largă a electrificării

în toate ramurile economiei naționale, a perfecționării și creșterii nivelului de dotare a mașinilor, utilajelor și instalațiilor cu produse electrotehnice precum și prin introducerea tot mai largă a automatizărilor. Cauzele care au determinat neacoperirea cu produse electrotehnice a necesităților economiei naționale au fost analizate și, prin planul de stat de dezvoltare a economiei naționale pe perioada 1966—1970, s-au precizat sarcinile de dezvoltare în continuare a industriei electrotehnice, precum și investițiile necesare acestei dezvoltări.

Un rol mobilizator l-a avut studiul de dezvoltare a industriei electrotehnice, elaborat în 1965 de MICM, din indicația conducerii partidului și aprobat de Comitetul Executiv în februarie 1966.

Astfel, s-a prevăzut ca producția globală a uzinelor și întreprinderilor din industria electrotehnică să crească în perioada 1966—1970 cu un ritm mediu anual de 20,3% față de 16% cît a fost prevăzut în directive.

O atenție deosebită în cadrul dezvoltării industriei electrotehnice s-a dat producției electronice, de telecomunicații și din domeniul tehnicii vidului prevăzută să crească cu un ritm mediu anual de 23,7%.

În cincinalul 1966—1970 s-au construit întreprinderi noi și s-au dezvoltat cele existente, urmărindu-se extinderea specializării pe domenii de tehnologii sau construcții similare. Cuantumul investițiilor realizate în perioada 1966—1970 depășește de 2,5 ori valoarea mijloacelor fixe existente în 1965 în toate întreprinderile noastre electrotehnice.

Astfel în ramura industriei electrotehnice și electronice față de 19 fabrici existente în 1965, în cincinalul 1966—1970 au fost construite 12 fabrici și secții specializate printre care : Fabrica de mașini electrice-Pitești, Fabrica de frigidere — Găiești, Secția de mașini de calculat electromecanice de birou — Tg. Mureș, Secția de aparataj de înaltă tensiune și Secția de transformatoare de mare putere — Craiova, Fabrica de elemente de automatizare — București, Fabrica de cinescoape — Pipera, Secția de montaj radioreceptoare și televizoare — Pipera și Fabrica de aparate electronice de măsură și industriale — București.

De asemenea, au fost dezvoltate majoritatea întreprinderilor existente. Printre uzinele cu dezvoltări mai importante se pot cita : Electroputere-Craiova, Electroprecizia-Săcele, Electroceramica-Turda, Acumulatorul-București, Intreprinderea de piese radio și semiconductoare-Băneasa, Electromagnetica-București, Electroaparataj-București, Electrotehnica-București, putîndu-se afirma că prin amploarea acestor dezvoltări și creșterea paletei sortimentale, în special sub raportul nivelului tehnic, întreprinderile existente în 1965 au devenit întreprinderi noi în 1970.

La finele anului 1970, din 20 000 sortimente (tipodimensiuni) de produse diferite, aproape 4 000 erau produse complet noi, în afara celor modernizate sau reproiectate în perioada 1966—1970.

Nivelul de producție în anul 1970 a fost de 2,54 ori mai mare decît în anul 1965.

Ponderea producției electrotehnice în producția globală a MICM a crescut de la 19,4% în 1965 la 24,2% în 1970 și va ajunge la 25,5% în 1975.

Printre principalele realizări din cincinalul trecut, se pot enumera următoarele.

În construcția de mașini rotative s-au realizat peste 350 de tipodimensiuni noi (din care 70 tipovariante în construcție antiexplozivă) grupate în serii unitare.

În construcția de transformatoare, s-au dezvoltat la uzina Electroputere, în general, transformatoarele mari, care au atins la finele anului 1970 tensiunea de 400 kV și puterea de 400 MVA pe unitatea trifazată. Printre construcțiile mai importante : transformatoare de 400 MVA, 220 kV, cu ieșire prin cablu pe partea de 220 kV pentru Hidrocentrala Argeș, transformatoare de 190 MVA, 220 kV, pentru Porțile de Fier și autotransformatorul de 400 MVA, 400 kV, pentru termocentrala București.

În domeniul aparatajului de înaltă tensiune s-au realizat transformatoare de curent și de tensiune (construcție capacitativă) la tensiunea de 400 kV, precum și întreruptoare 20 GVA, 400 kV și separatoare 400 kV, 1 600 A.

S-a trecut la utilizarea de materiale moderne în construcția mașinilor electrice, ca de exemplu : lacurile de impregnare clasa B și F pe bază de rășini fenolice modificate și rășini poliesterice. Au fost asimilate unele rășini expoxidice, conductoare emailate izolate cu lac polivinilformal, poliuretanice și poliamidice, precum și cu email și sticlă. S-au produs materiale pentru izolația de crestătură în sistemul de izolație combinată mică-hostafan, sticlă-hostafan și mica-sticlă.

În industria electrotehnică au fost asimilate, prin diversificarea licențelor sau pe bază de concepție sau activitate de cercetare proprie, categorii de produse esențial noi la nivelul tehnicii mondiale precum : elemente electronice de automatizare într-un sistem unificat, centrale telefonice automate Pentaconta, radiotelefoane, componente pentru televizoare (bobine de deflexie, noi tipuri de potențiometri, difuzoare, transformator de linii și rotactorul) inclusiv miezurile aferente din ferite, componente electronice (condensatoare mylar, dispozitive semiconductoare cu siliciu) utilaje electronice de calcul (mașină de birou, mașină de contabilizat și facturat, calculator electronic de capacitate medie), cinescoape, echipamente de telecomunicații pentru curenți purtători, aparate electronice (de măsură, industriale, medicale) etc.

Numărul de produse noi puse în fabricație în perioada 1966—1970 a fost de aproximativ 1 400 tipovariante. Asimilarea de produse noi la nivelul tehnicii actuale, diversificarea acestora și preocupările pentru ridicarea calității produselor au creat posibilitatea ca 1% din producția perioadei 1966—1970 să fie exportată.

Materialul de față tratează realizările fabricilor și uzinelor din cadrul sectorului electrotehnic din MICM. Trebuie menționat faptul că în cadrul sectorului mecanic s-au construit în perioada 1966—1970 turbogeneratorul de 50 MW și hidrogeneratoare de 178 MW pentru turbine hidraulice Kaplan față de turbogeneratoare de numai 6 MW și hidrogeneratoare de numai 22,5 MW la nivelul anului 1965.

La toate aceste realizări, în afara serviciilor de concepție din fabrici și uzine, o contribuție importantă au avut-o institutele de cercetări. În afară de Institutul de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică (ICPE) și Institutul de cercetare și proiectare pentru echipamente industriale de automatizare (IPA), care au fost înființate înainte de anul 1966 (ICPE în 1950 și IPA în 1962), în perioada 1966—1970 au fost înființate Centrul de cercetare și proiectare de la Electroputere—Craiova, Centrul de cercetare și proiectare de pe lîngă Întreprinderea de piese radio și semiconductoare Băneasa-București, Institutul de cercetări electronice și tehnica de calcul (IETC).

În cadrul IPA funcționează un important sector de proiectări uzine, prin care s-a realizat proiectarea tuturor capacităților noi ale industriei electrotehnice.

În conformitate cu Directivele Congresului al X-lea al PCR cu privire la planul de dezvoltare economico-socială a României pe anii 1971—1975, industria electrotehnică va crește într-un ritm de cel puțin 15—17% anual, punîndu-se accentul pe producția de mașini electrice, transformatoare de putere, aparataj de înaltă și joasă tensiune, precum și asimilarea sortimentelor necesare electrificării, printre care transformatoare de foarte mare putere și aparatură cu tensiuni pînă la 400 kV.

În sectorul construcții mecanice din MICM în perioada 1971—1975 s-a prevăzut asimilarea de turbogeneratoare de 330 MW (cu extindere viitoare la 600 MW) și hidrogeneratoare pentru turbine Pelton de 170 MW.

Nivelul anului 1975 față de 1970 prevede creșteri de 115% la locomotive Diesel și electrice magistrale, de 197% la motoare electrice, de 205% la transformatoare de putere și de 250% la aparate electrice de uz casnic.

În cadrul industriei electrotehnice, industria electronică va crește de 3,3 ori îndeosebi prin dezvoltarea producției de aparate electronice industriale, de aparate de măsură și control electronice, de mijloace de automatizare pentru înzestrarea instalațiilor cu echipamente moderne de comandă, control și reglaj. Cu prioritate se va dezvolta producția de componente electronice de clasă profesională, dispozitivele semiconductoare pe bază de siliciu și circuitele integrate. Se va organiza și extinde producția de aparate de radiocomunicații pentru utilizări profesionale. Se va lărgi producția tehnicii de calcul electronic prin dezvoltarea fabricației mașinilor de calcul electromecanice și electronice, precum și a calculatoarelor electronice de capacitate medie. Producția de mijloace de automatizare și ale tehnicii de calcul, aparate electrice de măsură și control va crește la nivelul anului 1975 cu 347% față de anul 1970, iar producția de aparate de radio și televizoare cu 154%, respectiv 167%.

Dezvoltarea prioritară a industriei electrotehnice și electronice și măsurile preconizate, se materializează printre altele și prin reducerea efortului valutar în balanța de plăți externe. Astfel, ca urmare a creșterii gradului de integrare a producției interne, importul specific pentru producția pe care o realizează industria noastră electrotehnică se va reduce cu 40% în 1975 față de realizările anului 1970.

Totodată cresc și disponibilitățile pentru export și competitivitatea acestei producții ; la nivelul anului 1975 volumul exportului direct de produse electrotehnice și

electronice va fi de 3,5 ori mai mare decît cel realizat în anul 1970, iar în valori absolute, comparabil cu exportul realizat de industria electrotehnică și electronică pe perioada întregului cincinal 1966—1970.

În cincinalul 1971—1975 se prevede ca 12,2% din valoarea producției pe această perioadă să fie livrată la export.

Pentru a realiza sarcina de reducere a importului specific este necesar un sprijin susținut din partea celorlalte ministere (Ministerul industriei chimice, Ministerul industriei petrolului, minelor și geologiei, Ministerul industriei metalurgice etc.), prin asimilarea unor materiale deficitare și cu mare pondere în producția electrotehnică ca: fire și țesături din fire de sticlă, bioxid de mangan artificial, hîrtie pentru condensatoare, prafuri de presare electrotehnice pentru condiții climatice deosebite, uleiuri sintetice clorurate, pulberi fluorescente și altele.

Directivele congreselor partidului, Hotărîrile Comitetului Central al Partidului Comunist Român și ale Consiliului de Miniștri al Republicii Socialiste România au constituit cadrul diriguitor al dezvoltării activității acestei subramuri industriale moderne, asigurîndu-se astfel realizarea suceselor de pînă acum. Acestea demonstrează că sarcinile stabilite au la bază o temeinică analiză științifică a posibilităților și exprimă hotărîrea colectivelor de muncitori, ingineri și tehnicieni, cum și a celorlalte cadre din acest sector, de a lupta cu și mai mare entuziasm pentru îndeplinirea și depășirea sarcinilor trasate de Congresul al X-lea al PCR prin planul cincinal 1971 — 1975 și a programului de dezvoltare în perspectivă a economiei naționale, la care industria electrotehnică are de adus un aport de prim ordin.

Interpretarea fenomenologică a propagării undelor electromagnetice pe linia fără pierderi în cazul tensiunii treaptă

IOSIF ADĂMUȚ* — București

CZ 621.391.1:621.371

În toate cărțile de electrotehnică [1], [2], [3], [15], [19], în manualele pentru ingineri electricieni [4], în monografiile care se ocupă de regimurile tranzitorii ale liniilor [5], [6], [7], [8], [9], [10], propagarea undelor electromagnetice pe liniile de transmisie este explicată în același mod, și anume: se fac considerații fizice asupra procesului folosind teoremele lui Kirchhoff [2], [7], [8] sau legile inducției electromagnetice și a conservării sarcinii electrice [1], [3], aplicate unui element infinitesimal de linie, din care se obțin ecuațiile telegrafiștilor de ordinul unu și de ordinul doi, având două variabile independente — timpul și distanța. De aici se trece în domeniul fizicii matematice, căutîndu-se diverse metode de rezolvare a acestor ecuații. Soluțiile matematice obținute sînt interpretate în diverse moduri care, de cele mai multe ori, fac dificilă înțelegerea procesului real sau chiar îl denaturează.

Preocupîndu-ne mult acest fenomen [14], [17], ne propunem în cele ce urmează să urmărim din aproape în aproape desfășurarea procesului de propagare pe linii, interpretîndu-l pe baza unor principii, legi și teoreme ale fizicii în general și ale electromagnetismului în special. O astfel de interpretare pe baza ideilor fizice și apoi a formulelor matematice este mai naturală [22].

1. Unele inconsecvențe ale interpretărilor fizico-matematice actuale

Interpretarea actuală a procesului de propagare pe linii se bazează pe considerații fizico-matematice derivate, fie din soluția ecuației coardei vibrante dată de d'Alembert încă în 1750, denumită teoria undelor mobile sau a undelor parțiale [9], fie din considerarea regimului de funcționare ca rezultat al suprapunerii regimului staționar cu regimul tranzitoriu [11], cunoscută ca teoria spectrului de frecvență sau a oscilațiilor proprii [9].

Interpretarea fizică a procesului de propagare se face în prima teorie, fie prin considerarea unor surse punctuale fictive situate în afara extremităților liniei la distanțele $\pm 2\,kL$ (L fiind lungimea liniei, iar $k = 1, 2, \ldots,$) din care pleacă în momentul $t = 0$ undele de tensiune $\pm u$ sau de curent $\pm i$ [9], fie prin apariția unor unde de tensiune negativă $-U_0$ după reflexia ce are loc la sursă sau la receptor [3], [8], [12], [13], [14 a], [14 b].

În a doua teorie denumită și teoria componentelor Fourier, e presupune că linia este încărcată electric la tensiunea $-U_0$ care anulează tensiunea perturbatoare $+U_0$. Tensiunea negativă este rezultanta oscilațiilor libere ale unei tensiuni a conductorului de amplitudine $-\frac{U_0}{2}$, care se deplasează pe linie în sensuri opuse cu viteza $v_0 = \frac{1}{\sqrt{l_0 c_0}}$ (l_0, c_0 fiind parametrii reactivi lineici), având ca rezultat undele staționare și tranzitorii [11].

Din această sumară prezentare a diverselor moduri de interpretare a propagării undelor pe linii rezultă destul de grăitor convenționalismul matematic și îndoiala veridicității fizice a unora dintre ele. Astfel, în prima teorie se pot menționa următoarele interpretări convenționale:

— presupunerea existenței unor surse fictive în număr foarte mare, practic infinit, situate la distanțele $\pm 2\,kL$ ($k = 1, 2\,n$; $n \to \infty$) de o parte și de alta a liniei, deși sursa reală este situată numai la o extremitate a liniei la distanță nulă;

— presupunerea emiterii de către sursa reală de tensiune pozitivă $+U_0$ a unor unde de tensiune negativă $-U_0$ sau $-2U_0$ [13], [14 a], [14 b], sursa însăși fiind unică și neputînd varia în niciun sens datorită puterii sale infinite.

În a doua teorie este nereală considerarea stării de tensiune nulă a liniei ca rezultînd dintr-o tensiune negativă $-U_0$ peste care s-a aplicat tensiunea pozitivă $+U_0$ a sursei. La fel de neinteligibilă fizic este și considerarea propagării pe linie a unor oscilații de amplitudine $-\frac{U_0}{2}$ sursa însăși avînd tensiunea $+U_0$.

Referindu-se la regimul staționar în lucrarea [11, pag. 16] se subliniază că, dacă interpretările fizice de felul celor menționate mai sus au coerență la linia fără pierderi, ele conduc la necesitatea admiterii unor proprietăți neconcordate cu realitatea în cazul liniei cu pierderi. Se observă că și în această situație „ne întîlnim cu unde staționare și putem să ni le reprezentăm ca unde mobile (fără deformații, dar cu

* Dr. ing. *I. Adămuț* este cercetător științific principal la Institutul de cercetări, electroenergetice și pentru termoficare.

atenuare şi cu viteze diferite) totuşi astfel de componente sînt fictive, fiindcă în linia cu pierderi unda mobilă este supusă şi la atenuare şi la deformare".

2. Interpretarea fizică a propagării primei unde incidente de energie electromagnetică pe o linie fără pierderi

Pentru interpretarea fizică a acestui proces vom utiliza principiul conservării energiei şi al inerţiei electromagnetice [19], legile inducţiei electromagnetice şi a circuitului magnetic, teorema lui Thomson privind proprietăţile de minim a energiei cîmpului electric şi unele consideraţii de teorie microscopică a electricităţii.

Să considerăm o linie bifilară, fără pierderi de lungime L, avînd parametrii lineici reactivi l_0, c_0, cu impedanţa de undă $Z_c = \sqrt{\frac{l_0}{c_0}}$. Linia este separată de sursa S de putere infinită şi de tensiune U_0 prin întreruptorul K_1 ce-şi deplasează contactele printr-o mişcare de translaţie, iar de receptorul R de impedanţă Z_r prin întreruptorul K_2 (fig. 1).

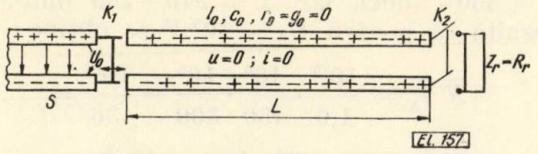


Fig. 1. Sistemul fizic sursă — linie — receptor.

Alegem ca sursă un condensator plan cu armăturile situate într-un semispaţiu practic infinit, avînd în spaţiul foarte mic dintre ele un dielectric de permitivitate cît mai ridicată. Neglijînd efectul de margine, tensiunii U_0 îi corespunde un cîmp electric E_0, care există numai în spaţiul dintre armături.

Electronii liberi ai conductoarelor liniei sînt macroscopic în repaus, în aşa fel că tensiunea, curentul şi cîmpurile corespunzătoare electric E_0 şi magnetic H_0, sînt nule atît în conductoare cît şi în semispaţiul înconjurător.

În momentul $t_0 = 0$, conectăm linia la sursă, printr-o mişcare extrem de lentă pentru a evita apariţia unor cîmpuri imprimate de acceleraţie [21]. Propagarea tensiunii şi curentului pe linia cu pierderi este redată de ecuaţiile clasice :

$$\left.\begin{aligned} -\frac{\partial u}{\partial x} &= l_0 \frac{\partial i}{\partial t} + r_0 i \\ -\frac{\partial i}{\partial x} &= c_0 \frac{\partial u}{\partial t} + g_0 u \end{aligned}\right\} \qquad (1)$$

În cazul liniei fără pierderi, r_0 — rezistenţa lineică şi g_0 — conductanţa lineică — sînt nule. În această situaţie sistemul de ecuaţii cu derivate parţiale (1) devine :

$$\left.\begin{aligned} -\frac{\partial u}{\delta x} &= l_0 \frac{\partial i}{\partial t} \\ -\frac{\partial i}{\partial x} &= c_0 \frac{\partial u}{\partial t} \end{aligned}\right\} \qquad (2)$$

Soluţiile acestui sistem de ecuaţii sînt [6]:

$$\left.\begin{aligned} u &= u^+ + u^- = F^+(x - v_0 t) + F^-(x + v_0 t), \\ i &= i^+ - i^- = \frac{1}{Z_c} F^+(x - v_0 t) - \frac{1}{Z_c} F^-(x + v_0 t), \end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

unde $v_0 = \frac{1}{\sqrt{l_0 c_0}}$ este viteza de propagare a undelor pe linie.

Datorită diferenţei de potenţial U_0 dintre conductoarele liniei, la extremitatea sursă în conformitate cu teorema lui Thomson*, în primul element infinitesimal dx_1 se produce practic instantaneu, în timpul $dt_1 = \frac{dx_1}{v_0}$, un curent electric de intensitate finală $i_0 = \frac{U_0}{Z_c}$. printr-o variaţie de la zero la unu în valori relative. Acestui curent constînd din excitaţia unui număr de electroni liberi îi corespunde în conductor şi în exteriorul lui cîmpul magnetic final H_0, cu variaţie de la zero, succedat, conform legii inducţiei electromagnetice, de apariţia cîmpului electric E_0, cu tensiunea corespunzătoare U_0. Variaţia cîmpului electric produce curentul de conducţie i_0 în elementul de linie dx_2 conform legii circuitului magnetic. Perturbaţia o dată începută avînd condiţii identice — diferenţa de potenţial U_0 şi legătură galvanică cu elementele din aval ale conductorului — se propagă cu viteza v_0 prin dielectricul din jurul conductorului şi prin conductor pînă la extremitatea receptor a liniei.

După trecerea unei durate egală cu timpul propriu de propagare T_p dat de relaţia :

$$T_p = L\sqrt{l_0 c_0} \qquad (4)$$

linia va avea pe toată lungimea ei tensiunea U_0 şi curentul i_0, cu cîmpurile staţionare E_0 şi H_0, cărora le corespunde o energie totală W_l :

$$W_l = W_e + W_m = \frac{1}{2} L c_0 U_0^2 + \frac{1}{2} L l_0 i_0^2 = L c_0 U_0^2 = L l_0 i_0^2, \qquad (5)$$

unde W_e este energia electrică, iar W_m — energia magnetică, înmagazinate în şi în jurul liniei.

*) Teorema lui Thomson se referă la o proprietate de minimum a energiei cîmpului electric E, în sensul că sarcinile corespunzătoare, atunci cînd au posibilitatea de a se deplasa, se vor mişca pînă cînd energia electrică devine cea mai mică posibil [15].

Egalitatea celor două specii de energii demonstrată global pentru întreaga linie în relaţia (5) este dedusă pentru un element de linie dx în lucrarea [16]. Energia injectată de sursă în linie în intervalul de timp T_p este dată de relaţia :

$$W_s = U_0 i_0 T_p = U_0 c_0 L. \tag{6}$$

Egalitatea relaţiilor (5) şi (6) arată că energia înmagazinată pe linie este furnizată de sursă. Aceasta presupune că energia sursei s-a micşorat cu cantitatea de energie W_s, tensiunea ei rămînînd practic şi teoretic constantă numai datorită puterii sale infinite. Cantitatea de electricitate pozitivă injectată în linie în această durată este exprimată de relaţia :

$$Q_{isupl} = i_0 T_p = L c_0 U_0. \tag{7}$$

În figura 2a, b, c, d, este arătată valoarea tensiunii şi curentului şi locul pînă unde s-au propagat acestea în cîteva momente caracteristice.

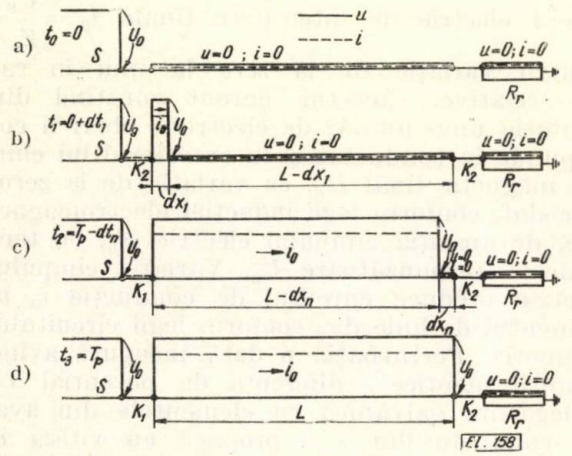


Fig. 2. Schema de propagare a primei unde electromagnetice incidente-primul timp al ciclului de tensiune treaptă pe o linie fără pierderi, la diverse momente : a) $t_2 = 0$; b) $t_1 = dt_1$; c) $t_2 = T_p - dt_n$; d) $t_3 = T_p$.

Analizată din punct de vedere microscopic, linia conţine în cele două conductoare acelaşi număr de electroni liberi în tot timpul procesului tranzitoriu ca şi înainte de conectarea ei la sursă. Singura deosebire consistă în faptul că din momentul conectării începe o schimbare ordonată a electronilor liberi din conductoarele liniei cu alţii din sursă printr-un dublu proces de expulzare respectiv de aducţie de electroni din şi în linie, avînd ca rezultat pozitivarea unui conductor respectiv negativarea celuilalt conductor, la fel cu armăturile condensatorului sursă.

Dacă notăm cu $\tilde{v}_q$ viteza de deplasare medie a unuia din electronii liberi puşi în mişcare ordonată în conductoare, un astfel de electron liber aflat la momentul $t = 0$ în extremitatea sursă a liniei va parcurge în timpul T_p o distanţă dată de relaţia

$$L_q = \tilde{v}_q T_p = \tilde{v}_q L \sqrt{l_0 c_0},\ \tilde{v}_q \ll c = 3 \cdot 10^8 \text{ ms}^{-1}. \tag{8}$$

Curentul electric prin conductoarele liniei — curent de conducţie — poate fi exprimat şi de relaţia [20] :

$$i_0 = \tilde{N} \tilde{v}_q e A, \tag{9}$$

unde $\tilde{N}$ este numărul mediu statistic de electroni pe unitatea de volum antrenaţi în mişcare de regim ordonată, măsurată în m^{-3} $[L^{-3}]$; $\tilde{v}_q$ — viteza medie statistică de deplasare a unui electron, în ms^{-1}, $[LT^{-1}]$; iar e — sarcina electrică a unui electron, în coulombi C ; $e = 1,\ 6 \cdot 10^{-19}$ C ; A — secţiunea conductorului, în m^2 $[L^2]$.

Egalînd expresia (9) cu relaţia care dă curentul pe linie în funcţie de tensiune şi impedanţa caracteristică, se obţine :

$$\tilde{N} \tilde{v}_q = \frac{U_0}{Z_c e} = \frac{10^{19}}{1,6} \cdot \frac{U_0}{Z_c} \cdot \frac{1}{A}. \tag{10}$$

Pentru liniile electrice de transmisie aeriene $Z_c = 300 \div 500 \Omega$, iar $A = 240 \div 450$ mm^2. Rezultă că pentru $U_0 = 10^5$ V se obţine :

$$\tilde{N} \tilde{v}_q = \frac{10^{19}}{1,6} \cdot \frac{10^6}{450} \cdot \frac{10^5}{500} = \frac{10^{26}}{36} =$$

$$= 2,78 \cdot 10^{24} \text{ electroni/m}^2 \text{ s}.$$

Considerînd $\tilde{v}_q \simeq 2,78 \cdot 10^{-2}$ ms^{-1}, rezultă :

$$\tilde{N} = \frac{2,78 \cdot 10^{24}}{2,78 \cdot 10^{-2}} = 10^{26} \text{ electroni/m}^3.$$

Pentru unitatea de lungime a conductorului considerat se obţine : $\tilde{N} = \dfrac{10^{26}}{2,2 \cdot 10^6} = 4,55 \cdot 10^{19}$ electroni pe unitatea de lungime (metru).

Dacă linia omogenă ar avea o lungime infinită, undele de tensiune şi curent s-ar propaga numai într-un singur sens, spre extremitatea receptor a liniei, ar exista deci numai unda incidentă [14], [17]. La liniile de lungime finită (liniile reale) se propagă undele electromagnetice pînă la extremitatea receptor. Desfăşurarea în continuare a procesului este condiţionată de caracteristicile receptorului, exprimate în relaţii fizico-matematice prin condiţiile la limită. Din infinitatea de condiţii limită posibile vom alege numai cele trei situaţii caracteristice clasice, şi anume : linie adaptată, linie în gol şi linie în scurtcircuit.

3. Linie adaptată

În acest caz la extremitatea liniei pe care s-au propagat undele incidente analizate la punctul 2, avînd deja în ultimul element infi-

nitesimal dx_n tensiunea U_0 şi curentul $i_0 = U_0/Z_c$, este racordat un receptor rezistiv de rezistenţă R_r egală cu impedanţa de undă Z_c, $R_r = Z_c$.

În momentul $t_3 = T_p$, la bornele acestui receptor se aplică tensiunea U_0, generată de unda ce s-a propagat de la sursă pe linie în timpul T_p. În momentul $t_4 = T_p + dt$, undele de tensiune şi curent se propagă prin receptorul de dimensiuni reduse, practic instantaneu, (în realitate într-un timp $dt > 0$). Curentul prin receptor corespunzător tensiunii U_0 este U_0/R_r, egal cu curentul din linie. Tensiunea între cele două borne ale receptorului variază liniar de la valoarea U_0 corespunzătoare armăturii pozitive a condensatorului sursă, la zero corespunzător armăturii negative a acestuia (fig. 3).

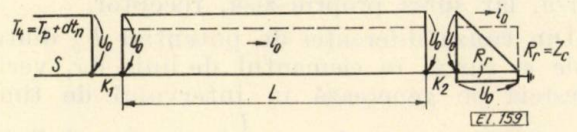


Fig. 3. Schema de propagare a undei electromagnetice de tensiune treaptă pe o linie fără pierderi adaptată.

În acest moment, $t_4 = T_p + dt$, procesul tranzitoriu este încheiat. Transportul energiei de la sursă spre receptor se efectuează fără întrerupere într-un singur sens. Sistemul nostru fizic-sursă, linie, receptor — a intrat în regim staţionar [17]. Cîmpurile electric E_0 cu tensiunea U_0 şi magnetic H_0 cu curentul i_0 au valori constante, staţionare de-a lungul întregii linii. De-a lungul receptorului cîmpul magnetic este egal şi staţionar ca şi cel de pe linie, în schimb cîmpul electric este staţionar dar variază liniar de la E_0 la zero. Puterea electromagnetică instantanee p_l în orice punct al liniei este staţionară şi egală cu puterea la bornele receptorului p_r, fiind dată de relaţia :

$$p_l = U_0 i_0 = \frac{U_0^2}{Z_c} = p_r = U_0 i_r, \qquad (11)$$

unde i_r, curentul din receptor, este egal cu i_0, curentul din linie.

Din punctul de vedere al receptorului, am putea considera că sursa s-a prelungit pînă la receptor, cu un apendice pe care există şi un curent şi deci şi un cîmp magnetic, spre deosebire de sursă, pe care nu se sesizează decît cîmpul electric. Acest apendice are însă putere limitată şi de aceea este instabil la orice solicitare diferită de puterea lui caracteristică, dată de relaţia (11). În această prelungire a sursei se aduc electroni într-o armătură (conductor) şi se extrag electroni din cealaltă armătură (conductor) printr-o mişcare uniformă, stabilă. Procesul de propagare pe linie s-a transformat dintr-un proces tranzitoriu într-un proces staţionar, de curgere uniformă prin conducţie, într-o mişcare inerţială. Procesul de propagare desfăşurat cu viteza luminii specifică radiaţiei electromagnetice a trecut într-un proces electrocinetic ce se desfăşoară cu viteza caracteristică particulelor materiale, masice.

4. Linie în gol

În acest caz receptorul are o rezistenţă infinită, $Z_r = \infty$. În realitate avem un sistem fizic format numai din sursă şi linie deschisă la capăt. În momentul $t_2 = T_p - dt_n$, cîmpul electric E_0 cu tensiunea U_0 şi cîmpul magnetic H_0 cu curentul electric i_0 s-au propagat, au ajuns pe linie pînă în secţiunea situată la distanţa $L - dx_n$ (fig. 2 c).

În timpul dt_n cuprins între momentele $t_2 = T_p - dt_n$ şi $t_3 = T_p$, diferenţa de potenţial U_0 dintre elementele de linie dx_{n-1} şi dx_n, imprimă viteza medie statistică $\bar{v}_q$ unui număr $\bar{N}$ de electroni liberi din elementul de linie dx_n în aşa fel că produsul $\bar{N}\bar{v}_q$ este proporţional cu tensiunea U_0. În acelaşi timp datorită inerţiei electromagnetice o cantitate egală de electroni din elementul dx_{n-1} pătrund cu viteza $\bar{v}_q$ în elementul dx_n.

În momentul $t_4 = T_p + dt$ aceşti electroni viteză $\bar{N}\bar{v}_q$ se întîlnesc cu cealaltă cantitate egală de electroni viteză ai elementului de linie dx_n, care s-a reflectat integral datorită rezistenţei infinite pe care au întîlnit-o (fig. 4a). Impulsurile egale şi contrarii ale celor două

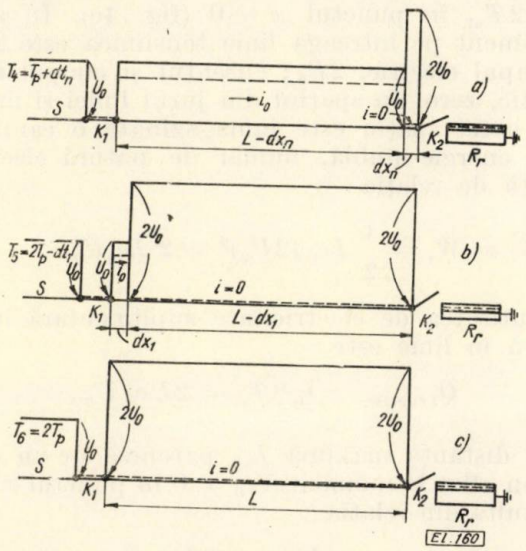


Fig. 4. Schema de propagare a undei electromagnetice de tensiune treaptă pe o linie fără pierderi în gol la diverse momente în al doilea timp al ciclului : a) $t_4 = T_p + dt_n$; b) $t_5 = 2T_p - dt_1$; c) $t_6 = 2T_p$.

cantităţi egale de electroni se anulează, curentul electric devenind zero. Conform principiului de conservare a energiei, energia magnetică, cinetică, corespunzătoare curenţilor electrici incident şi reflectat se transformă în energie electrică, potenţială, de tensiune U_x, a cărei

expresie se obține din bilanțul energetic al elementului de linie dx_n :

$$dW_{dx_n} = 2\left(\frac{1}{2} dx_n c_0 U_0^2 + \frac{1}{2} l_0 dx_n i_0^2\right) = \frac{1}{2} c_0 dx_n U_x^2, \quad (12)$$

din care rezultă :

$$U_x = 2U_0 \quad (13)$$

Cîmpul electric corespunzător este $2E_0$, cîmpul magnetic este nul, iar energia electrică este de patru ori mai mare față de momentul $t_3 = T_p$.

În momentul următor, diferența de potențial U_0 dintre elementele de linie dx_n și dx_{n-1} din amonte produce în acesta din urmă un curent $i_0 = -U_0/Z_c$, cu efecte similare celor ce au avut loc în elementul dx_n în intervalul de timp $T_p \div T_p + dt$, și anume : anularea curentului și a cîmpului magnetic, dublarea energiei totale, a tensiunii și a cîmpului electric corespunzător, creșterea numărului de electroni liberi ordonați pe această porțiune într-un conductor și scăderea lor în celălalt conductor. Procesul se propagă prin același mecanism spre sursă prin dielectricul înconjurător și prin conductoare cu viteza v_0. La momentul $t_5 = 2T_p - dt$ propagarea undei electromagnetice a ajuns pînă în punctul dx_1 (fig. 4b), iar la momentul $t_6 = 2T_p$, în punctul $x = 0$ (fig. 4c). În acest moment pe întreaga linie tensiunea este $2U_0$; cîmpul electric, $2E_0$; curentul și cîmpul magnetic, zero. În spațiul din jurul liniei și numai în acest spațiu este înmagazinată o cantitate de energie dublă, numai de natură electrică dată de relația :

$$W_l = W_e = \frac{1}{2} Lc_0 (2U_0)^2 = 2 Lc_0 U_0^2. \quad (14)$$

Cantitatea de electricitate suplimentară injectată în linie este :

$$Q_{l\,suplim.} = i_0 2T_p = 2L c_0 U_0, \quad (15)$$

iar distanța maximă L_q, parcursă de un electron aflat la momentul $t_0 = 0$ în punctul $x = 0$ rezultă din relația :

$$t_{x\,max} = \frac{L_{q\,max}}{\tilde{v}_q} = \frac{2L - L_{q\,max}}{v_0}, \quad (16)$$

al doilea raport avînd ca numărător distanța totală parcursă, de la $t_0 = 0$, de unda electromagnetică, iar ca numitor viteza de propagare a acesteia.

Din relația (16) rezultă :

$$L_{q\,max} = \frac{2L\beta}{1+\beta}, \text{ cu } \beta = \frac{\tilde{v}_q}{v_0}. \quad (17)$$

Este evident că energia înmagazinată în linie în timpul $2T_p$ este tocmai energia debitată de sursă în acest interval de timp, rezultînd din înmulțirea cu 2 a relației (6), ținînd seama că durata procesului este $2T_p$ în loc de T_p. Se observă că în primul timp propriu T_p, linia primește o cantitate de energie în valoare relativă 1, începînd de la extremitatea sursă spre extremitatea receptor, iar în al doilea timp $T_p \div 2T_p$ linia se „umple" cu energie pînă la valoarea relativă 2, începînd de la extremitatea receptor spre extremitatea sursă.

Această stare funcțională a sistemului sursă-linie, este instabilă, elementul de linie dx_1 avînd tensiunea $2U_0$ față de tensiunea U_0 a sursei. Conform teoremei lui Thomson se demarează un proces invers în care linia devine sursă, iar sursa propriu-zisă, receptor.

Din cauza diferenței de potențial U_0 dintre linie și sursă, în elementul de linie dx_1 vecin acesteia se generează în intervalul de timp $t_6 \div t_7$, un curent $i = -\frac{U_0}{Z_c}$ cu sensul linie-sursă (fig. 5a). Acesta produce cîmpul magnetic $-H_0$ care generează biunivoc cîmpul electric $-E_0$, cu tensiunea $-U_0$, reducîndu-se tensiunea la U_0. Procesul de transformare a energiei electrice în energie magnetică se propagă alternat în dielectricul din jurul liniei cu reducerea tensiunii la U_0, și în conductoare, cu apariția curentului $-\frac{U_0}{Z_c}$ pînă în momentul $t_9 = 3T_p$, cînd întreaga linie are din nou tensiunea U_0 și curentul $-\frac{U_0}{Z_c}$ (fig. 5 a), trecînd evident și prin momentul $t_8 = 3T_p - dT_n$ (fig. 5b).

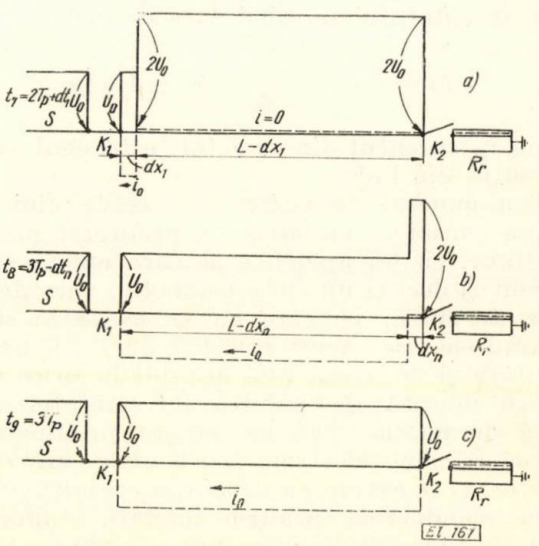


Fig. 5. Schema de propagare a undei electromagnetice de tensiune treaptă pe o linie fără pierderi în gol la diverse momente în al treilea timp al ciclului : a) $t_7 = 2T_p + dt_1$; b) $t_8 = 3T_p - dt_n$; c) $t_9 = 3T_p$.

Procesul amorsat constînd din transformarea energiei electrice în energie magnetică se continuă, datorită inerţiei electromagnetice, şi asupra unei părţi din electronii liberi proprii ai ultimului element de linie. Acestora li se imprimă energia magnetică $\frac{1}{2} l_0 \, dx_n \, i_0^2$ pe seama energiei electrice corespunzătoare $\frac{1}{2} c_0 \, dx_n \, U_0^2$. Aceştia sînt împinşi în elementul de linie dx_{n-1} (fig. 6a) anulîndu-se cîmpul electric E_0 şi tensiunea U_0 în elementul de linie dx_n. Diferenţa de potenţial U_0 creată între cele două elemente de linie produce un curent cu sensul sursă-receptor care-l anulează pe cel existent din ciclul $2T_p \div 3T_p$. Curentul i_0 care anulează curentul $-i_0$ este generat pe seama anulării tensiunii U_0 prin transformarea energiei electrice în energie magnetică, conform principiului conservării energiei.

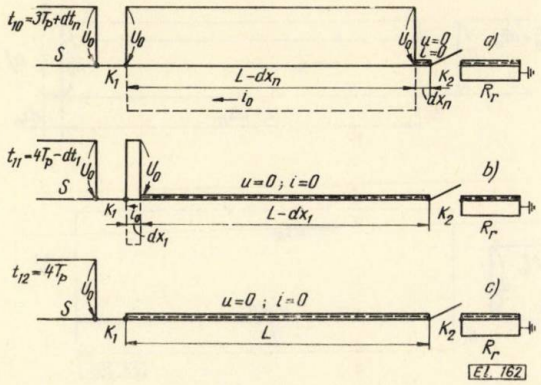


Fig. 6. Schema de propagare a undei electromagnetice de tensiune treaptă pe o linie fără pierderi în gol la diverse momente în al patrulea timp al ciclului: a) $t_{10} = 3T_p + dt_n$; b) $t_{11} = 4T_p - dt_1$; c) $t_{12} = 4T_p$.

Procesul se propagă în conductoare şi în dielectric cu viteza $v_0 = \frac{1}{\sqrt{l_0 c_0}}$ pînă la extremitatea sursă. În momentul $t_{12} = 4T_p$ linia este iarăşi în situaţia de la începutul procesului, fără tensiune şi fără curent, fără electroni liberi străini, cel puţin ca număr, fără cîmp electromagnetic. Datorită condiţiilor identice cu cele de la timpul $t_0 = 0$, procesul reîncepe.

Din analiza fenomenului de propagare expus rezultă că la linia fără pierderi în gol procesul tranzitoriu este oscilatoriu, infinit periodic, cu ciclul de durată $4T_p$. Pornirea procesului este cauzată de diferenţa de potenţial U_0 dintre sursă şi linie, căreia îi corespunde cîmpul E_0. Continuarea în sens invers a propagării după timpul T_p se datoreşte aceleiaşi diferenţe de potenţial U_0 dintre elementul de linie infinitesimal vecin receptorului ipotetic şi restul liniei. Această diferenţă de potenţial în salt este generată de inerţia electromagnetică a electronilor în ultimile elemente de linie. La timpul $2T_p$ o diferenţă de potenţial egală tot cu U_0 între linie şi sursă reia procesul în sens invers, linie-sursă. El este continuat la timpul $3T_p$ datorită tot aceleiaşi diferenţe de potenţial U_0, produsă tot de inerţia electromagnetică a electronilor, încheindu-se primul ciclu la timpul $4T_p$.

Se observă că amplitudinile tensiunii şi curentului în acest proces infinit tranzitoriu, periodic cu perioada $4T_p$, variază în salt la valorile relative 0, 1, 2, pentru tensiune şi −1, 0, +1, pentru curent, încadrîndu-se astfel în categoria proceselor cvasistabile [18].

5. Linie în scurtcircuit

Această stare de funcţionare înseamnă de fapt lipsa oricărui receptor ca şi la linia în gol. O astfel de stare funcţională se realizează prin unirea galvanică a extremităţilor receptor ale celor două conductoare ale liniei (fig. 7a). Un condensator sursă ca cel din sistemul fizic analizat alimentează o linie în scurtcircuit, dacă la bornele lui — la cele două armături — se racordează un singur conductor omogen îndoit la mijloc (fig. 7b) sau în formă de buclă (fig. 7c). Evident că în situaţiile 7b, 7c, parametrii lineici reactivi, l_0, c_0, variază de-a lungul liniei, datorită distanţei variabile dintre conductoare.

Pentru uşurinţa interpretării, este necesar a avea viteză de propagare constantă, de aceea vom considera în cele ce urmează cazul din figura 7a. Receptorul de impedanţă nulă presupune posibilitatea tranzitării fără nici o oponenţă a unei cantităţi oricît de mare de elec-

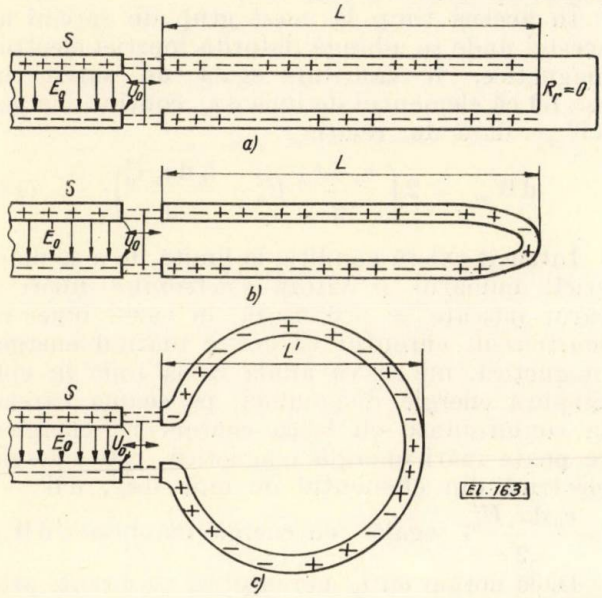


Fig. 7. Diversele moduri de realizare fizică a unui scurtcircuit: a) şuntarea extremităţii receptor a liniei cu un corp metalic de dimensiuni mari $R_r \approx 0$; b) îndoirea la mijloc a unui conductor de lungime $2L$; c) formarea unei bucle circulare cu $\Phi = \frac{2L}{\pi}$.

troni liberi. Această condiție limită nu poate fi sesizată decît de cîmpul electric de pe ultimul element infinitesimal de linie dx_n, care la accelerarea pînă la viteza de regim medie a cantității medii de electroni specifice sistemului dat întîlnește elementul de linie al celuilalt conductor avînd polaritate opusă. În momentul $t_3 = T_p$ (fig. 2 și fig. 8a) în elementul infinite-

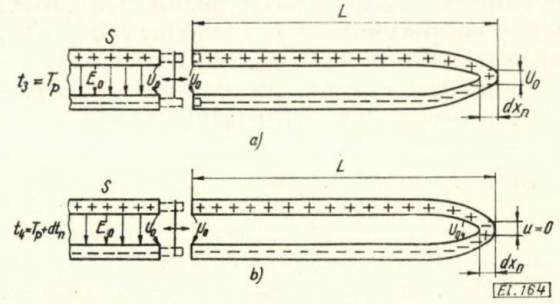


Fig. 8. Schema tensiunilor și sarcinilor electrice la extremitatea receptor a unei linii în scurtcircuit în momentele: a) $t_3 = T_p$; b) $t_4 = T_p + dt_n$.

simal de linie dx_n există curentul i_0 și tensiunea U_0, cu energia electromagnetică specifică $U_0 i_0 = \frac{U_0^2}{Z_c}$. În momentul infinitesimal imediat următor $t_4 = T_p\, dt_n$, datorită faptului că cele două conductoare ale liniei se unesc într-unul singur, sensul de deplasare a sarcinilor electronilor liberi se menține, deși își schimbă direcția cu 180°, în așa fel că grupul de sarcini (+) ajunge în conductorul cu polaritate negativă, iar grupul de sarcini (−), în conductorul cu polaritate pozitivă (fig. 8b).

În același timp la acest grup de sarcini al acestei unde se adaugă datorită inerției electromagnetice, o cantitate egală de sarcini în așa fel că elementul de linie dx_n conține energia dW_{dx_n} dată de relația:

$$dW_{dx_n} = 2\left(\frac{c_0\, dx_n}{2} U_0^2 + \frac{l_0\, dx_n\, i_0^2}{2}\right). \qquad (18)$$

Întrucît există condiția la limită de a se mări oricît numărul și viteza electronilor liberi a căror mișcare se ordonează, în cazul liniei în scurtcircuit curentul va crește mărind energia magnetică, nu se va anula ca la linia în gol. Singura energie disponibilă, pe seama căreia, în conformitate cu legea conservării energiei, se poate mări energia magnetică, este energia electrică din elementul de linie dx_n, $dW_e = \frac{c_0\, dx_n U_0^2}{2}$, egală cu energia magnetică dW_m.

Dacă notăm cu i_x curentul ce va circula prin elementul dx_n în momentul $t_4 = T_p + dt$, din bilanțul energiei va rezulta

$$dW_{dx_n} = 2dx_n\left(\frac{1}{2} c_0 U_0^2 + \frac{1}{2} l_0 i_0^2\right) = \frac{1}{2} l_0\, dx_n\, i_x^2. \qquad (19)$$

Din rezolvarea ecuației (19), rezultă:

$$i_x = 2i_0. \qquad (19')$$

Relația (19') arată că mărimea medie statistică $N\tilde{v}_q$ se dublează.

Ca urmare a acestui proces în momentul $t_4 = T_p + dt_n$, în elementul de linie dx_n curentul are valoarea $2\, i_0$, tensiunea este zero, cîmpul magnetic $2H_0$, iar cîmpul electric zero (fig. 9a).

Din figura 8 se observă că elementul dx_n în momentul $t_4 = T_p + dt$ capătă condițiile microscopice ale liniei cu mișcarea electronilor în stare haotică, cu tensiunea u nulă datorită anihilării reciproce a celor două grupuri de sarcini de polarități opuse și egale în valoare absolută.

Datorită diferenței de potențial U_0 dintre elementul infinitesimal de linie dx_n și restul liniei începe propagarea unei unde de tensiune și curent de la extremitatea receptor spre sursă.

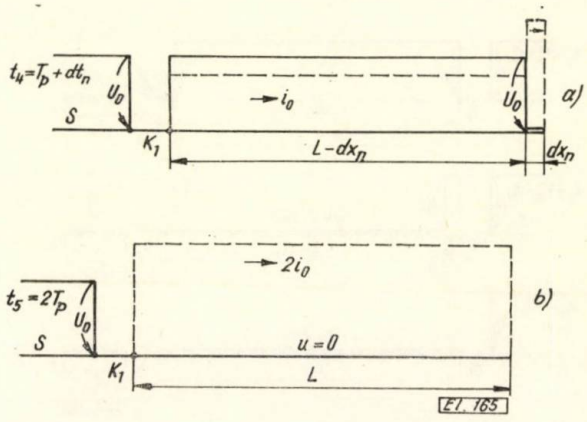


Fig. 9. Schema de propagare a undei electromagnetice de tensiune treaptă pe o linie fără pierderi în scurtcircuit în al doilea timp al ciclului:
a) $t_4 = T_p + dt_n$; b) $t_5 = 2T_p$.

În timpul acestui proces energia electrică înmagazinată pe linie se transformă integral în energie magnetică, în așa fel că energia totală este:

$$W_t = W_m = \frac{1}{2} Ll_0 (2i_0)^2 = 2Ll_0 i_0^2 = 2Lc_0 U_0^2 \qquad (20)$$

Aceasta este egală cu energia W_s debitată de sursă în linie în acest timp:

$$W_s = U_0 i_0\, 2T_p = 2Lc_0 U_0^2. \qquad (21)$$

La momentul $t_5 = 2T_p$ (fig. 9b) unda electromagnetică ajunge la extremitatea sursă. Pe linie tensiunea este nulă, iar curentul are valoarea $2\, i_0$. Acesta ar circula oricît de mult ca un proces staționar, ca o mișcare inerțială.

Diferența de potențial U_0 dintre sursă și linie reia procesul de propagare spre receptor în momentul $t_6 = 2T_p + dt_1$, mărind curentul la $3\, i_0$ (fig. 10a). La timpul $t_7 = 3T_p$ pe întreaga linie curentul este $3\, i_0$ și tensiunea U_0

(fig. 10b). La momentul $t_8 = 4T_p$, pe întreaga linie tensiunea este nulă, iar curentul, 4 i_0 (fig. 10c). După k cicluri de durată $2T_p$ tensiunea pe linie este nulă, iar curentul este dat de expresia :

$$i_{(t=2kT_p)} = 2ki_0 = 2k\frac{U_0}{Z_c} \quad (k = 1,\ 2\ \ldots, \infty). \quad (22)$$

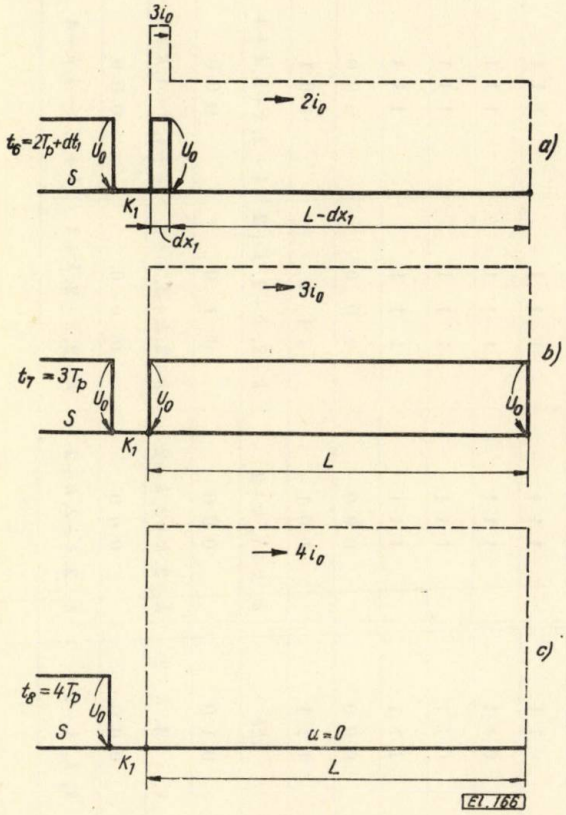


Fig. 10. Schema de propagare a undei electromagnetice de tensiune treaptă pe o linie fără pierderi în scurtcircuit în al doilea ciclu al procesului : a) $t_6 = 2T_p + dt_1$; b) $t_7 = 3T_p$; c) $t_8 = 4T_p$.

Energia totală înmagazinată în linie numai ca energie magnetică este :

$$W_t = W_m\,(t = 2kT_p) = \frac{1}{2}Ll_0\left(\frac{1}{Z_c}2kU_0^2\right) = \\ = 2Lc_0U_0^2k^2. \quad (23)$$

Energia debitată de sursă la tensiunea U_0, cu curenţi crescători în trepte de 2 i_0, după fiecare ciclu de durată 2 T_p este :

$$W_s = U_0\,(i_0 + 3i_0 + 5i_0 + \ldots)\,2T_p = \\ = 2U_0i_0\sum_{j=1}^{k}(2j-1) = 2\frac{U_0^2}{Z_c}T_p\frac{k}{2}2k = \quad (24) \\ = 2\frac{U_0^2}{Z_c}T_pk^2 = 2Lc_0U_0^2k^2.$$

Egalitatea relaţiilor (23) şi (24) arată satisfacerea principiului conservării energiei. Menţinerea curentului la valorile atinse (1, 3, 5...) i_0, cînd unda ajunge la extremitatea receptor, se explică pe baza principiului inerţiei, iar pornirea undelor la ambele extremităţi, pe baza teoremei lui Thomson. Relaţia (22) indică faptul că scurtcircuitul este un proces divergent, instabil — curentul tinzînd cu timpul spre infinit în funcţie de lungimea liniei. Fizic scurtcircuitul este un proces de transformare a energiei electrice a sursei în energie magnetică repartizată de-a lungul liniei [14a], [14b].

Subliniem faptul că curentul de scurtcircuit pe o linie creşte în cuante egale cu i_0 pînă la valori infinite. Menţionăm că receptorul de rezistenţă $R_r = 0$ este o idealizare care nu are corespondent în natură, deoarece orice bară metalică de scurtcircuitare a unei linii are rezistenţă, capacitate şi inductivitate, constituind de fapt o continuare a circuitului.

6. Repartiţia cîmpului electromagnetic în sistemul fizic sursă-linie-receptor

Caracteristica procesului de propagare a tensiunii treaptă pe o linie fără pierderi consistă în variaţia mărimilor electrice în salt la valori întregi pozitive sau negative. În tabela 1 se arată valorile relative ale cîmpului electric şi magnetic pentru cele trei cazuri de funcţionare caracteristice, la sursă, la extremităţile sursă şi receptor ale liniei şi la receptor, la momentele 0, T_p, 2 T_p, 3 T_p şi 4 T_p sau mai general kT_p, (k + 1)T_p, (k + 2) T_p, (k + 3)T_p şi $(k + 4)_p\,T$ $(k = 0,12, \ldots n)$. Semnele — şi + reprezintă momentele infinit apropiate de valorile întregi ale duratei proprii de propagare T_p şi anume kT_p, kT_p-, kT_p+.

Din analiza valorilor relative ale cîmpurilor electric şi magnetic la extremitatea receptor a liniei, se observă că cîmpul magnetic H la linia în gol are o variaţie analogă cu aceea a cîmpului electric E la linia în scurtcircuit. În mod similar variază curentul la linia în gol şi tensiunea la linia în scurtcircuit.

Pentru interpretarea procesului de propagare pe o linie alimentată de la o sursă de putere infinită se poate formula următoarea regulă generală :

La linia în gol energia magnetică corespunzătoare curentului ce se propagă dinspre sursă spre extremitatea receptor, indiferent de semnul acestuia, se transformă integral în energie electrică, anulînd curentul, printr-un proces ce se propagă de la extremitatea receptor spre sursă ; la linia în scurtcircuit energia electrică corespunzătoare tensiunii ce se propagă spre extremitatea receptor se transformă integral în energie magnetică, anulînd tensiunea, procesul propagîndu-se de la receptor spre sursă.

La linia în gol procesul de transmisie a energiei este oscilatoriu între sursă şi linie, avînd caracter cuasistabil ; la linia în scurtcircuit procesul se desfăşoară mereu în acelaşi sens, fapt care-i conferă caracterul de proces divergent.

Tabela 1

Condiții limită	Loc	Moment / cîmp	0	T_p	$2T_p$	$3T_p$	$4T_p$	(k+1) T_p	(k+2) T_p	(k+3) T_p	(k+4) T_p	OBSERVAȚII
			− 0 +	− 0 +	− 0 +	− 0 +	− 0 +	− 0 +	− 0 +	− 0 +	− 0 +	
Linie în gol $Z_r = \infty$	Sursa	E	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	E și H sînt exprimate în valori relative
		H	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	
	Linie $x = 0$	E	0 0 1	1 1 1	1 2 1	1 1 1	1 0 1	1 1 1	1 2 1	1 1 1	1 0 1	
		H	0 0 1	1 1 1	$1\ 0\ -1$	−1−1−1	−1 0 1	1 1 1	1 0 −1	−1−1−1	−1 0 1	
	Linie $x = L$	E	0 0 0	0 1 2	2 2 2	2 1 0	0 0 0	0 1 2	2 2 2	2 1 0	0 0 0	
		H	0 0 0	0 1 0	0 0 0	0 1 0	0 0 0	0 1 0	0 0 0	0 1 0	0 0 0	
	Receptor	E	0 0 0	0 1 2	2 2 2	2 1 0	0 0 0	0 1 2	2 2 2	2 1 0	0 0 0	
		H	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	
Linie adaptată $R_r = Z_c$	Sursă	E	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	
		H	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	
	Linie $x = 0$	E	0 0 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	
		H	0 0 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	
	Linie $x = L$	E	0 0 0	0 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	0 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	
		H	0 0 0	0 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	0 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	
	Receptor	E	0 0 1	0 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	0 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	
		H	0 0 0	0 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	0 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	
Linie în scurt-circuit $Z_r = 0$	Sursă	E	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	
		H	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	
	Linie $x = 0$	E	0 0 1	1 1 1	1 0 1	1 1 1	1 0 1	1 1 1	1 0 1	1 1 1	1 0 1	
		H	0 0 1	1 1 1	1 2 3	3 3 3	3 4 5	kkk	$k,\ k+1,\ k+2$	$k+2,\ k+2,\ k+2$	$k+2, k+3, k+4$	$k = 0, 1, 2, 3, \ldots$
	Linie $x = L$	E	0 0 0	0 1 0	0 0 0	0 1 0	0 0 0	0 1 0	0 0 0	0 1 0	0 0 0	$k \neq$ număr cicluri
		H	0 0 0	0 1 2	2 2 2	2 3 4	4 4 4	$k,\ k+1,\ k+2$	$k+2, k+2, k+2$	$k+2, k+3, k+4$	$k+4, k+4, k+4,$	
	Receptor	E	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	
		H	0 0 0	0 0 2	2 2 2	2 2 4	4 4 4	$k,\ k,\ k+2$	$k+2, k+2, k+2$	$k+2, k+2, k+4$	$k+4, k+4, k+4$	

5. Concluzii

Propagarea undelor electromagnetice pe o linie în cazul tensiunii treaptă este un proces sintetic, unitar şi poate fi tratat ca atare, dacă se analizează din aproape în aproape, în amănunt desfăşurarea lui fenomenologică în timp şi spaţiu legate printr-o relaţie de proporţionalitate, pe baza principiilor fizice generale şi a unor legi şi teoreme ale electromagnetismului.

Propagarea undelor electromagnetice pe o linie fără pierderi adaptată este un proces stabil, finit tranzitoriu, de durată tranzitorie T_p, după care devine staţionar pe întreaga linie. La distanţa x de sursă această durată este $T_x = x\sqrt{l_0 c_0}$.

Propagarea undelor electromagnetice pe o linie fără pierderi în gol este un proces cuasistabil, oscilatoriu, ciclic, de durată 4 T_p, infinit tranzitoriu. Linia este receptor în primul semiciclu şi sursă în al doilea semiciclu. Din această cauză cantitatea maximă de energie ce intră în acest schimb pulsatoriu este limitată la $2U_0^2 L c_0$.

Propagarea undelor electromagnetice pe o linie fără pierderi în scurtcircuit este un proces divergent, instabil, infinit tranzitoriu. Energia înmagazinată în linie sub formă de energie magnetică creşte permanent spre infinit. Porţiile de energie, un fel de cuante specifice fiecărei linii, au valoarea $2U_0^2\ Lc_0$, corespunzînd unor cicluri de durată $2T_p$, repetate la infinit. Curenţii cresc în salt cu i_0 la extremitatea sursă la momentele $2kT_p$ ($k = 0, 1,...,$), iar la extremitatea receptor la momentele $(2k+1)\ T_p$ ($k = 0, 1, \ldots$). Aceste valori se propagă apoi spre cealaltă extremitate a liniei. Curenţii generaţi pe linie se menţin oricît de mult ca o mişcare inerţială.

Pe linia fără pierderi ohmice tensiunea şi curentul variază în salt, păstrîndu-şi aceste valori cîte o durată T_p — timp propriu de propagare pe linie. Inductivitatea lineică contribuie ca şi capacitatea lineică numai la determinarea vitezei de propagare, a impedanţei de undă şi deci implicit a curentului. Ea nu are nici o influenţă asupra căderii de tensiune, inexistentă în acest caz. Constanta de timp $\tau_0 = \frac{l_0}{r_0}$, nu are nici o semnificaţie fizică, în cazul liniei fără pierderi, pentru care $\tau_i = \infty$.

Parametrii de care depinde propagarea pe o linie fără pierderi sînt lungimea liniei, inductivitatea şi capacitatea lineică.

Bibliografie

[1] *Răduleţ, R,* Bazele teoretice ale electrotehnicii. Vol.IV Min. Învăţămîntului, Bucureşti, 1956.

[2] *Antoniu, I. S.* Chestiuni speciale de electrotehnică, Bucureşti, Ed. Acad. R.P.R., 1956.

[3] *Timotin, A., Hortopan, V., Ifrim, A., Preda, M.* Lecţii de bazele electrotehnicii Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1970.

[4] *Budeanu, C.* şi *Constantinescu, I.* Manualul inginerului electrician I (Bazele fizice şi teoretice ale electrotehnicii, subcapitol R. Propagarea curentului şi a tensiunii pe o linie de transmisie). Bucureşti, Ed. Tehnică, 1953.

[5] *Haeasi, S.* Volnî v linieah elektroperedaci (Traducere din l. engleză). Moskva—Leningrad, GEI, 1960.

[6] *Dolghinov, D. I.* Tehnika vîsokih napreajenii v elektroenerghetike. Moskva, Energhiea, 1968.

[7] *Unger, H. G.* Theorie der Leitungen. Friedrich Vieweg & Sohn Verlag, 1967.

[8] *Moore, R. K.* Traveling wave engineering Mc. Graw Hill Book Company, New York, San Francisco, Toronto, London, 1964.

[9] *Wagner, K. W.* Operatorenrechung und Laplacesche Transformation nebst Anwendungen în Physik und Technik. Leipzig, Johann Ambrosius Barth Verlag, 1962.

[10] *Carson, J. R.* Electric Circuit Theorie and Operationl Calculus. New York, Mc. Graw Hill, 1926.

[11] *Sirotinski, L. I.* Tehnika visokih napreajenii. Ciasti tretiea. Moskva Leningrad, GEI, 1959.

[12] *Săvescu, M.* Circuite electrice liniare. Bucureşti. Ed. didactică şi pedagogică, 1968.

[13] *Adămuţ, I. A.* Cercetări privind variaţia tensiunii la extremitatea receptor a unei linii de lungime finită fără pierderi pe o cale nouă — modelarea analogică a funcţiilor Laguerre, generalizate. În: St. cerc. energ. electrotehnn. **18**, nr. 1, 1968, p. 179—197.

[14a] *Adămuţ. I. A.* Contribuţii la analiza propagării undelor electromagnetice pe linii în regim tranzitoriu. Teză de doctorat Acad. R.S.R. Inst. de energetică, Bucureşti, 1969.

[14b] Idem 14 a. Rezumatul tezei de doctorat, Bucureşti, 1969.

[15] *Becker, R.* şi *Sauter, F.* Electromagnetic Fields andInteractions. Vol. I. Electromagnetic Theory and Relativity. Blackie London, 1964.

[16] *Neiman, L. S.* şi *Kalantarov, P. L.* Bazele teoretice ale electrotehnicii II. (Traducere din l. rusă). Bucureşti, Ed. energetică 1955.

[17] *Adămuţ, I. A.* O interpretare energetică a duratei tranzitorii a procesului de propagare pe linii. Comunicare la „A doua conferinţă a electricienilor. III. Secţia sisteme, centrale şi utilizarea energiei electrice. Bucureşti, sept 1969.

[18] *Doetsch, G.* Anleitung zum praktischen Gebrauch der Laplace Transformation. München, R. Oldenboug, 1961.

[19] *Planck, M.* Electromagnetisme (Traduit de l'allemand avec notes et complements). Librairie Félix Alcan, Paris, 1939.

[20] *Feynman, R.* Fizica modernă. Electromagnetismul. Structura materiei. (Traducere din l. engleză). Bucureşti, Ed. tehnică, 1970.

[21] *Timotin, A., Hortopan, V.* Lecţii de bazele electrotehnicii I. Ediţia 2-a Ed. didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1964.

[22] *Einstein, A.* Evoluţia fizicii. Traducere din limba engleză, Bucureşti, Ed. Tehnică, 1957.

Intrat în redacţie la 17.XII.1970

Instalaţie experimentală pentru ridicarea unor caracteristici ale motoarelor liniare plane cu cîmp mobil

EUGEN DÎMBOIU* — Braşov

CZ 621.313.282

1. Motorul liniar plan cu cîmp mobil

S-a realizat un motor liniar plan cu cîmp mobil constituit din două inductoare plane fiecare avînd dimensiunile 192,5 mm × 50 mm, aşezate faţă în faţă, astfel ca fluxurile magnetice omologe să se adune aritmetic, acest lucru fiind posibil prin legarea lor în serie în conexiunea stea, şi din armătura mobilă situată între ele, un disc de aluminiu cu diametrul de 951,5 mm şi grosimea de 3,8 mm. Discul este fixat pe axul unui motor asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit dublu suspendat, care alimentat pe două faze cu curent continuu funcţionează ca o frînă electromagnetică.

Pe fiecare inductor este prevăzută cîte o înfăşurare plană cu un număr impar de poli ($2p = 7$), polii marginali fiind semibobinaţi [1], [2], [3, 4].

Fotografia unui inductor este indicată în figura 1.

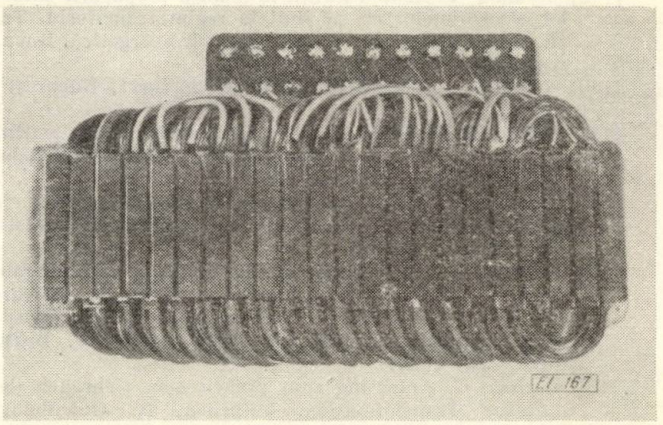


Fig. 1. Inductor plan.

2. Instalaţia experimentală

Schema instalaţiei de experimentare pentru determinarea forţei medii a motorului liniar plan cu cîmp mobil în funcţie de viteza medie a armăturii mobile este redată în figura 2 iar fotografia instalaţiei, prezentată schematic mai sus, este arătată în figura 3.

Schema electrică utilizată pentru măsurarea unor mărimi electromagnetice la diferite sarcini ale motorului este redată în figura 4.

Pentru determinarea inducţiei magnetice în întrefierul motorului, pe o jumătate din lungimea unui inductor, pe partea dinspre întrefier a dinţilor s-au fixat bobine, ale căror capete au fost legate la o rigletă care se vede în figura 1. Tensiunile electromotoare induse au fost măsurate cu un milivoltmetru electronic.

O fotografie a vederii de ansamblu a instalaţiei de experimentare este arătată în figura 5.

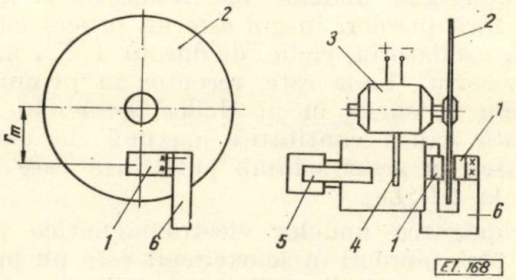


Fig. 2. Schema instalaţiei de experimentare (vedere de sus şi laterală) :
1 — inductor plan; *2* — armătură mobilă; *3* — motor asincron trifazat dublu suspendat, de frînare; *4* — braţ; *5* — cintar; *6* — stativul inductoarelor.

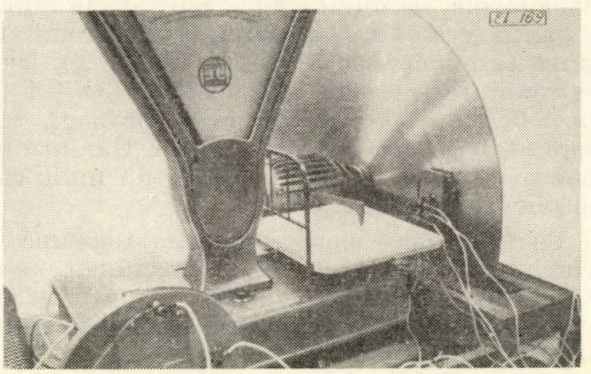


Fig. 3. Instalaţia de experimentare pentru determinarea forţei medii a motorului liniar plan cu cîmp mobil în funcţie de viteza medie a armăturii mobile.

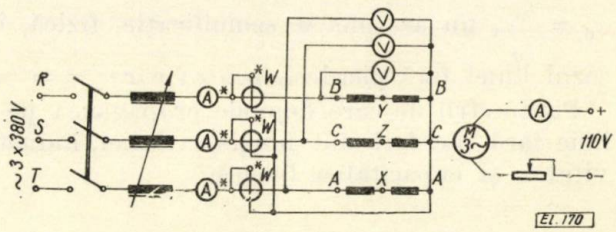


Fig. 4. Schema electrică a instalaţiei utilizată pentru determinarea unor mărimi electromagnetice.

În literatura de specialitate consultată, nu am găsit referiri la instalaţia de experimentare pentru determinarea forţei şi vitezei la mo-

* Dr. ing. *E. Dîmboiu* este profesor la Institutul politehnic — Braşov.

toarele liniare plane cu cîmp mobil, decît în lucrarea lui Bromkamp [1]. Instalaţia realizată de noi prezintă avantaje faţă de aceea a lui Bromkamp prin faptul că frînarea şi măsurarea forţei de frînare se face în condiţii mai

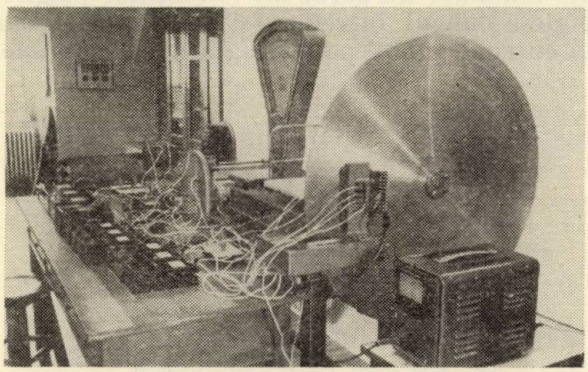


Fig. 5. Vedere de ansamblu a instalaţiei de experimentare.

bune. Bromkamp a utilizat pentru frînare un sistem mecanic cu sîrmă şi greutăţi, cu determinări cantitative mai puţin exacte.

3. Încercări experimentale

3.1. *Notaţii şi relaţii*

N — numărul de ture ale discului în timpul t;
t — timpul în care au loc cele N ture, s;
v — viteza medie a armăturii mobile, $\frac{\text{m}}{\text{s}}$;
r_m — distanţa dintre axa inductorului şi centrul discului de aluminiu, m;
l_b — distanţa dintre vîrful pîrghiei din figura 3 pînă în axul motorului de frînare, m;
F_c — forţa măsurată de cîntar, kgf;
F — forţa medie dezvoltată de motorul liniar plan cu cîmp mobil, N;
B_M — inducţia maximă în întrefier în dreptul unui dinte, T.

În aproximaţia neglijării pierderilor în dispozitivul de măsurare al cîntarului:

$$F \cdot r_m = F_c l_b . \qquad (1)$$

Forţa medie dezvoltată de motorul liniar plan cu cîmp mobil poate fi calculată cu relaţia:

$$F = 9{,}81 \frac{l_b}{r_m} F_c , \text{ N}. \qquad (2)$$

Viteza medie a armăturii mobile se calculează cu relaţia:

$$v = \omega \cdot r_m = 2\pi f r_m = 2\pi \frac{N}{t} r_m , \quad \frac{\text{m}}{\text{s}} . \qquad (3)$$

Poziţia inductoarelor faţă de centrul şi periferia discului de aluminiu pentru care s-au făcut măsurările este indicată în figura 6.

Cîmpul de vectori ai vitezei este aproximativ constant în porţiunea dintre statoare deoarece raza este destul de mare, iar variaţia relativă a vitezei pentru punctele extreme ale statoarelor fiind în limite admisibile.

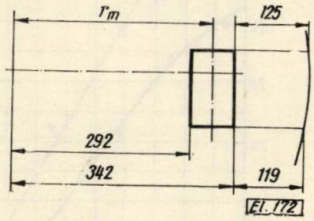


Fig. 6. Poziţia inductoarelor faţă de centrul şi periferia discului de aluminiu.

Vitezele v_1 şi v_2 la distanţele 292 mm, respectiv 342 mm de axul discului (fig. 6) au valorile:

$$v_1 = 2\pi \frac{N}{t} 292,$$

$$v_2 = 2\pi \frac{N}{t} 342.$$

Variaţia relativă a acestor viteze în procente în raport cu viteza v de pe raza medie ($r_m = 317$ mm) rezultă:

$$\Delta v\,\% = \frac{|v_1 - v|}{v} \cdot 100 = \frac{v_2 - v}{v} \cdot 100 =$$

$$= \frac{25}{317} \cdot 100 = 7{,}88\,\%.$$

Amplitudinea inducţiei magnetice în întrefier în dreptul unui dinte se calculează cu relaţia:

$$U_e = 4{,}44 w f S B_M , \qquad (4)$$

în care:

U_e este valoarea efectivă a tensiunii electromotoare indusă în bobina de măsurare, V;
w — numărul de spire al bobinei de măsurare;
S — secţiunea unui dinte, m².

3.2. *Diagrame*

Cu datele obţinute în urma încercărilor experimentale au fost trasate o serie de curbe.

În figura 7 este reprezentată şi notată cu *1* curba care exprimă dependenţa dintre forţa

medie dezvoltată de motorul liniar plan cu cîmp mobil şi viteza medie a armăturii mobile.

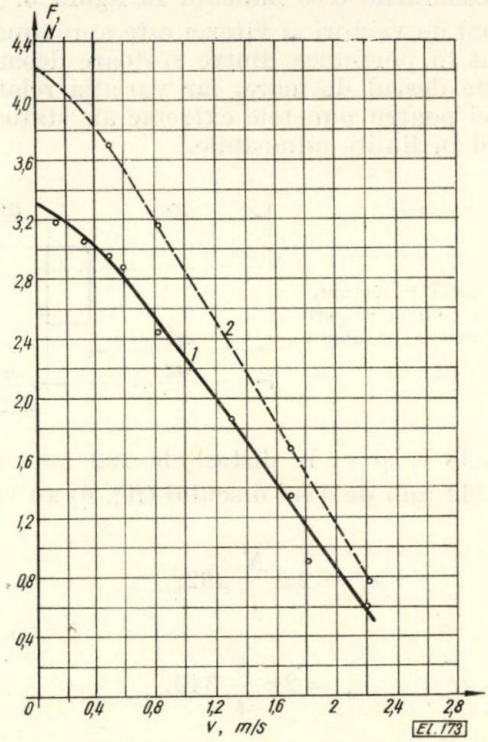


Fig. 7. Dependenţa $F = f(v)$ la motorul liniar plan cu cîmp mobil :

1 – curba obţinută cu ajutorul forţei măsurate la cîntar ; *2* – curba corectată (reală) obţinută utilizînd metoda lansării.

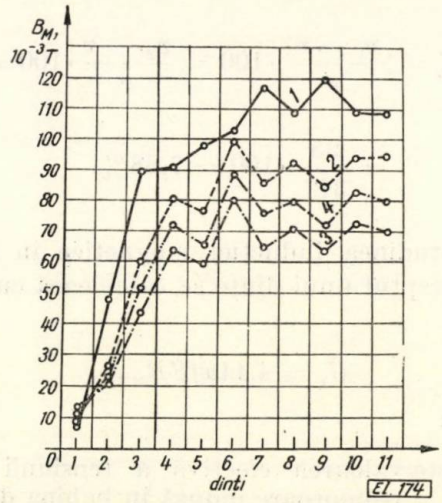


Fig. 8. Înfăşurătorile familiilor de curbe ale inducţiilor magnetice de-a lungul întrefierului motorului liniar plan cu cîmp mobil pe o jumătate de inductor la mersul în gol ideal, pentru diferite întrefieruri :

1) 4,7 mm ; 2) 7 mm ; 3) 13,5 mm ; 4) 10 mm.

Utilizînd metoda lansării, pentru diferiţi curenţ de frînare, s-a obţinut dependenţa $F = f(v)$ reprezentată în figura 7 prin curba 2, care este curba reală.

În figurile 8 şi 9 sînt reprezentate înfăşurătorile familiilor de curbe ale inducţiilor magnetice de-a lungul întrefierului motorului liniar plan cu cîmp mobil pe o jumătate din lungime.

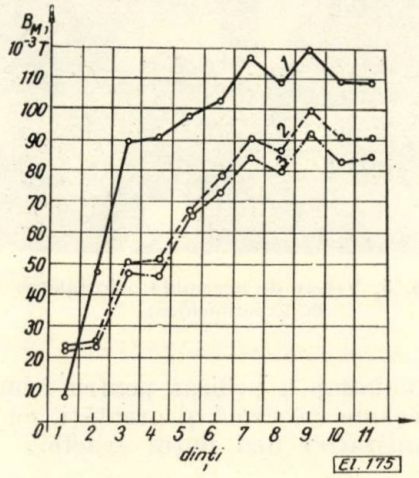


Fig. 9. Înfăşurătorile familiilor de curbe ale inducţiilor magnetice de-a lungul întrefierului motorului liniar plan cu cîmp mobil pe o jumătate de inductor pentru un întrefier de 4,7 mm

1 – mers în gol ideal ; *2* – sarcină ; *3* – scurtcircuit.

Bibliografie

[1] *Bromkamp, K.H.* Elektromagnetische Wanderfelder flacher Drehstrominduktoren und ihre elektrodynamischen Wirkungen. Dissertation, Technische Hochschule Aachen 1961.

[2] *Schuster, E.–M.* Unsymetrien im Stromsystem beim Leerlaufbetrieb flacher linearer Induktionspumpen. Dissertation, Teil I und Teil II, Technische Universität Dresden, 1964.

[3] *Dimboiu, E.* Studiul cîmpului electromagnetic în întrefierul şi miezul statorului unui motor liniar cu cîmp mobil. În : Electrotehnica, nr. 3, 1970, p. 77–83.

[4] *Dimboiu, E.* Contribuţii la studiul motorului liniar plan cu cîmp mobil. Teză de doctorat, Institutul politehnic Braşov, 1970.

Intrat în redacţie la 2. VII. 1970

Reglajul transformatorului de putere al locomotivelor electrice

Ing. GHEORGHE OLARIU*—Craiova

CZ 621.314.214 : 621.335.2

Prin noţiunea generală de reglaj sau conducere la locomotive se înţelege posibilitatea de schimbare continuă a forţei de tracţiune şi a vitezei cu ajutorul instalaţiilor aferente de pe locomotivă. Reglajul de putere se referă însă numai la posibilitatea continuă de schimbare după necesitate a puterii destinate pentru tracţiune, respectiv a tensiunii de alimentare a motoarelor de tracţiune (curentul ia valori mari la pornire) şi nu poate fi confundat cu reglajul de comandă.

La locomotivele alimentate cu curent alternativ de la linia de contact reglajul puterii se realizează cu ajutorul agregatului transformator care se interconectează între linia de contact şi motoarele de tracţiune şi le alimentează pe acestea din urmă cu o tensiune variabilă. Cu alte cuvinte agregatul transformator trebuie să preia de la linia de contact puterea la o tensiune relativ constantă (normal 25 sau 15 kV) şi să o transforme la tensiuni scăzute şi variabile pe partea de joasă tensiune, la bornele motorului de tracţiune, astfel ca să se poată realiza caracteristica de tracţiune a locomotivei. Reglajul tensiunii de alimentare a transformatorul de putere pentru motoarele de tracţiune se poate face pe două căi : pe partea de joasă tensiune a transformatorului de putere sau pe partea de înaltă tensiune a acestuia, folosindu-se în al 2-lea caz încă un transformator de reglaj intercalat între linia de contact şi cel de putere.

În cele ce urmează nu se va mai trata teoria transformatorului, deoarece acesta se găseşte în literatura de specialitate. Toate notările cu indicele 1 se referă la partea de înaltă tensiune a transformatorului, respectiv cu 2 pentru partea de joasă tensiune a acestuia.

1. Reglarea puterii pe partea de joasă tensiune

Pentru reglajul puterii pe partea de joasă tensiune se foloseşte în majoritatea cazurilor autotransformatorul de putere din figura 1.

Neluîndu-se în consideraţie curentul de mers în gol al transformatorului, i_0, şi ţinînd cont şi de relaţia general valabilă pentru transformatoare, $I_1 \cdot W_1 = I_2 \cdot W_2$, se poate scrie :

$$I_2 = I_1 + I_i \qquad (1)$$

$$I_1 = \frac{U_2}{U_1} \cdot I_2 \qquad (2)$$

$$I_i = I_2 \left(1 - \frac{U_2}{U_1}\right) \qquad (3)$$

* Ing. *Gh. Olariu*, este inginer proiectant la Centrul de proiectări şi cercetări — Atelierul proiectare locomotive de pe lîngă Uzinele „Electroputere" — Craiova.

I_1 este curentul ce se transmite galvanic prin înfăşurarea 2 din figura 1, iar I_i este curentul ce se transmite inductiv prin înfăşurarea comună 3. I_2 este suma celor doi curenţi I_1 şi I_i. Din formulele (1), (2) şi (3) reies următoarele

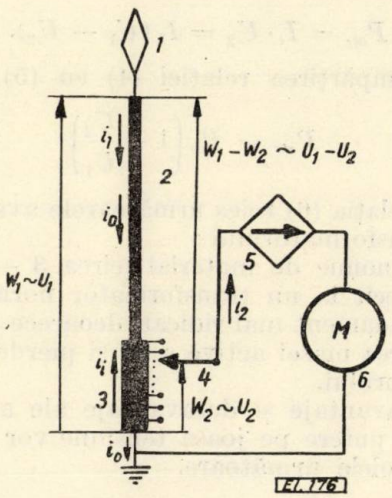


Fig. 1. Schemă de principiu a circuitelor de forţă la o locomotivă cu reglaj pe partea de joasă tensiune :

1 — pantograf ; *2* — înfăşurarea serie (W1 — W2) ; *3* — înfăşurarea paralel (comună) ; *4* — mecanism de reglare (graduator, contactori, rezistenţe etc.) ; *5* — instalaţie de redresare (în cazul curentului pulsatoriu) ; *6* — motoare de tracţiune (de curent continuu pulsatoriu, sau alternativ) ; i_1 — curent primar în înfăşurarea superioară ; i_i — curent inductiv în înfăşurarea secundară (comună) ; i_2 — curent secundar de alimentare.

condiţii constructive pentru alegerea conductoarelor celor două înfăşurări (i_2 este de exemplu curentul uniorar = constant) :

— înfăşurarea serie se poate executa practic dintr-un conductor cu secţiune constantă, densitatea de curent rămînînd aproape constantă pe tot timpul funcţionării sub sarcină a locomotivei ;

— înfăşurarea paralel se va dimensiona pentru un curent mai mic decît I_2 şi anume corespunzător formulei (1), rămînînd şi aici densitatea de curent relativ constantă ;

— dimensionarea pentru ambele înfăşurări la locomotivele destinate trenurilor de marfă directe şi accelerate se recomandă să se facă pentru valori ale lui $U_2 \approx 0{,}8\ U_{mot.max}$ şi valoarea densităţii de curent să fie cea obişnuită pentru construcţia de transformatoare, iar pentru trenuri de marfă locale şi personale (opriri repetate) $U_2 \approx 0{,}5\ U_{mot.max}$;

— pentru înfăşurarea secundară constructorul îşi poate propune densitatea de curent constantă, urmînd astfel a alege o înfăşurare dimensionată în trepte din conductori cu secţiuni diferite [1] ; aceasta însă ar conduce la dificultăţi tehnologice astfel că pentru cazul

de față, de cele mai multe ori, se renunță la o asemenea execuție, sau se execută cel mult din 3 secțiuni diferite. Neglijînd pierderile într-un transformator, pentru puterea electromagnetică transmisă, se poate scrie următoarea relație :

$$P_{tr} = I_1 \cdot U_1 = I_2 U_2. \quad (4)$$

La transformator se va considera puterea electromagnetică transmisă P_{atr}, numai acea putere ce se transmite inductiv, astfel putem scrie

$$P_{atr} = I_i \cdot U_2 = I_1 (U_1 - U_2). \quad (5)$$

Din împărțirea relației (4) cu (5) rezultă :

$$P_{atr} = P_{tr}\left(1 - \frac{U_2}{U_1}\right). \quad (6)$$

Din relația (6) reies următoarele avantaje ale autotransformatorului :

— economie de material (circa 3 — 5% mai puțin decît la un transformator normal) ;

— randament mai ridicat, deoarece o dată cu micșorarea masei active scad și pierderile transformatorului.

Alte avantaje și dezavantaje ale acestei reglări de putere pe joasă tensiune vor fi tratate în capitolele următoare.

2. Reglarea puterii pe partea de înaltă tensiune

O dată cu dezvoltarea transporturilor — creșterea tonajului de remorcare și sporirea considerabilă a vitezei de circulație — a apărut tot mai pregnant necesitatea creșterii puterii instalate a vehiculelor de tracțiune. Tensiunea maximă de alimentare a motoarelor de tracțiune a ajuns la limita superioară impusă de comutație, rigiditate dielectrică etc.

Forța de tracțiune, respectiv curenții de pornire, au luat o dată cu dezvoltarea claselor de izolație superioare din punct de vedere termic, valori mari pînă la limita de aderență a locomotivei, a cărei sarcină pe osie a crescut de asemenea considerabil. Astfel au apărut curenți de sarcină mari, curenți ce puneau probleme noi tehnicii de reglaj (elemente de reglaj mult mai mari).

Astfel a apărut necesitatea unei noi soluții tehnice — reglajul pe înaltă tensiune din figura 2 — care prezintă avantajul curenților mult mai mici (circa de 25 ori) pe care urmează a-i prelua elementele de reglaj în detrimentul unei izolații față de masă invers proporțională curenților.

Acest reglaj presupune un al doilea transformator, transformatorul de tracțiune, a cărui masă activă este aproximativ egală cu cea a autotransformatorului de putere de la reglajul de joasă tensiune.

La aceasta se mai adaugă însă masa activă a autotransformatorului de reglaj *2* din figura 2 care este însă aproximativ jumătate din cea a transformatorului de tracțiune [2, pag. 214]. Dimensionarea lui se face la circa 0,5 U_{1max}, aceasta deoarece în această poziție puterea preluată pe partea secundară este conform rela-

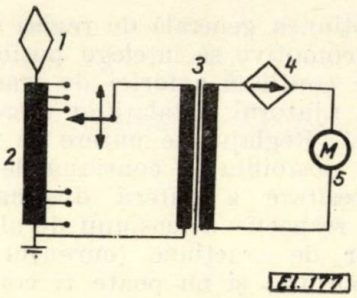


Fig. 2. Schemă de principiu a circuitului de forță la o locomotivă cu reglaj pe partea de înaltă tensiune :
1 — pantograf ; *2* — autotransformator ; *3* — transformator de tracțiune ; *4* — instalație de redresare (unde este cazul) ; *5* — motoare de tracțiune

ției (6) optimă. Aici trebuie însă luate în considerație și masele instalației de reglaj, mult mai mici decît la reglajul pe joasă tensiune, precum și alte puncte de vedere ce vor fi tratate în capitolele următoare. Cu precizările, că pentru toate discuțiile și comparațiile viitoare de fiecare dată se presupune aceeași putere instalată pentru ambele variante și că aceste două sisteme de reglaj ale puterii sînt cele mai răspîndite în construcția de locomotive, se consideră acest capitol încheiat.

3. Transformatorul, reglajul și motorul de tracțiune — o unitate funcțională complexă

Tensiunea de la linia de contact se consideră constantă (în realitate ea variază între circa +10 și −25% față de valoarea nominală, în funcție de densitatea și poziția vehiculelor electrice în domeniul substanței de alimentare a liniei de contact și de puterea instalată a substanței).

Motoarele de tracțiune sînt consumatorul principal, conectate la bornele de joasă tensiune ale agregatului transformator. Tipul de motor, ce se folosește aproape în toate cazurile tracțiunii electrice, este motorul de curent continuu sau alternativ cu excitație în serie, deoarece caracteristicile sale $I = f(n)$ cu tensiunea aplicată la borne ca parametru se adaptează, datorită posibilității sale de suprasolicitare în regim de scurtă durată, cel mai bine cerințelor tracțiunii ; cuplu mare, respectiv forță mare de tracțiune la viteze mici, realizîndu-se astfel accelerații sporite în domeniul pornirilor și obținerea de viteze mari, cărora le corespund forțe de tracțiune mai mici pentru accelerații corespunzătoare sau eventual numai pentru menținerea vitezei, precum și o repartizare a sarcinii pe fiecare motor relativ constantă (variații mici sînt admisibile). Aceste caracteristici sînt redate în figura 3, unde este reprezen-

tată diagrama de principiu a forței de tracțiune la o locomotivă electrică exprimată prin forța de tracțiune F, în funcție de viteza V pentru diferite valori ale tensiunii de alimentare ca parametru. Programul locomotivei

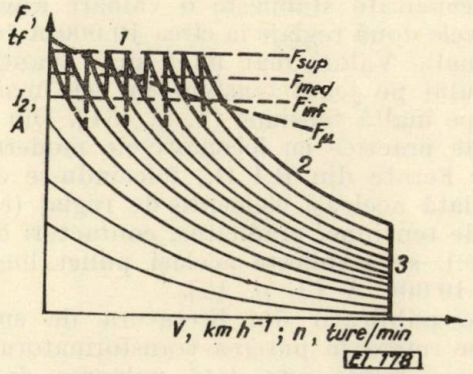


Fig. 3. Reprezentare schematică a diagramelor $F = f(V)$ respectiv $I_2 = f(n)$ cu treptele de tensiune ca parametru: $F\mu$ – curba de aderență (fie după Curtius și Kniffler sau după determinări practice); F_{sup} – forța de tracțiune superioară; F_{inf} – forța de tracțiune inferioară; F_{med} – forța de tracțiune medie realizată la demarare.

poate fi desfășurat conform caracteristicilor trasate în interiorul domeniului mărginit de curbele F_m, U_{max}, din figura 3. Curba U_{max} este dată de tensiunea maximă a motorului, iar curba V_{max} de viteza maximă admisă. Cu observația că aceste două curbe nu pot fi depășite datorită mărimilor limită electrice (valori determinate de comutație, de tensiunea maximă între două lamele ale colectorului, rigiditate dielectrică etc.) și a celor mecanice (viteza rotorului și mai ales cea a colectorului, asigurarea contactului electric între colector și perii și rezistența mecanică a acestora, stabilitatea vehiculului etc.), ne vom opri mai mult asupra curbei F_{max}, care este dată în primul rînd de curentul de sarcină, respectiv de încălzirea motoarelor de tracțiune și a transformatorului și care nu are voie să depășească curba forței de aderență rezultată din produsul dintre greutatea de aderență a osiilor motoare și coeficientul de aderență μ care la rîndul său este dependent de viteză.

Prin dezvoltarea calitativă a materialelor izolante, în ultimul timp s-a putut ajunge la valori ale forțelor la pornire (de exemplu pentru curentul uniorar sau cel de pornire), care să permită apropierea forței de tracțiune medie F_m de cea de aderență $F\mu$. Apropierea forței medii de tracțiune F_m din figura 3 la curba de aderență $F\mu$ depinde însă și de reglajul tensiunii și definește calitatea reglajului respectiv.

În literatura de specialitate [3, pag. 12] sînt date două noțiuni care definesc calitatea reglajului și anume: factorul de neuniformitate $\delta = \frac{\Delta F_{med}}{F_{med}}$ al forței medii, unde $\Delta F_{med} = \frac{F_{sup} - F_{inf}}{2}$ și factorul de exploatare al limitei de aderență pentru pornire (pe primele trepte de tensiune) $\alpha_a = \frac{1-\delta}{1+\delta}$ și pentru accelerație $\alpha_b = \frac{1}{1+\delta}$ (pe restul treptelor de tensiune pînă la U_{mot} max). În publicația susamintită se arată că α_b la ultimele locomotive construite în R.F.G. ia valori de 0,95–0,96, ceea ce presupune o reglare fină cu ajutorul unui număr sporit de trepte de reglaj (excepție fac aici primele trepte de reglaj pentru care α_a trebuie să ia valori mai mici, un asemenea reglaj prezintă unele avantaje la pornire [4, p. 143]).

Motorul de tracțiune al locomotivei este mașina de forță, căreia îi revine sarcina de a realiza programul de tracțiune al acesteia. Ținînd seama de cele arătate mai sus rezultă că transformatorul cu ajutorul reglajului de tensiune, ca agregat de reglaj al puterii între linia de contact și consumator, trebuie să satisfacă cerințele unor demarări rapide și suple în același timp prin accelerații cît mai mari posibile.

Reglajul pe înaltă tensiune este cel mai adecvat pentru realizarea acestor cerințe ale reglajului fin, cît mai apropiat de limita forței de aderență. La reglajul de joasă tensiune, datorită condiției constructive optime impuse între masa activă și prețul transformatorului, tensiunea pe spiră este dată și ia valori între 15 și 20 V [5, pag. 554]. La reglajul pe înaltă tensiune, datorită intercalării transformatorului de tracțiune, valoarea tensiunii pe partea de alimentare a motoarelor de tracțiune corespunzătoare tensiunii pe spiră de la autotransformator ia valori de ordinul milivolților. Din cele arătate reiese că la reglajul pe înaltă tensiune alegerea valorilor tensiunii corespunzătoare fiecărei trepte de reglaj (plot) se poate face după voie, pe cînd la celălalt reglaj numai în anumite trepte și anume, cu multiplii tensiunii pe spiră. La proiectare se ține seama însă și de faptul că numărul mare de ploturi produce greutăți tehnologice: necesită mai mult cupru (în mod deosebit la reglajul pe joasă tensiune unde secțiunea conductorilor este foarte mare) și distanța de izolație cerută de scoaterea ploturilor. Astfel numărul de ploturi este limitat (la reglajul pe joasă tensiune circa 12–15, iar la cel pe înaltă tensiune circa 20–30 de ploturi).

Din figura 3 reiese că de fiecare dată la comutarea de pe o treaptă de tracțiune pe următoarea, se produce mai întîi o scădere a forței de tracțiune și apoi o creștere bruscă a acesteia, care marchează comutarea. Amplitudinile acestor variații de forță la reglajul pe joasă tensiune iau valori aproximativ pe două sau trei ori mai mari decît la cel pe înaltă tensiune și sînt

nedorite din punct de vedere energetic, precum și al realizării unei porniri suple (vezi liniile punctate din fig. 3). Această trecere de pe o treaptă pe alta se realizează cu ajutorul elementelor de reglaj ca : culegători de tensiune, contactori și rezistența de preluarea sarcinii de pe treapta de reglaj, graduator și servomotor de antrenare a reglajului etc. Elementele de reglaj se dimensionează ținîndu-se seama de tensiunea maximă între trepte și cea față de masă (de circa 25—30 de ori mai mare în cazul reglajului pe înaltă tensiune — necesitate sporită de spațiu pentru distanța de conturnare etc.) și de valoarea maximă a curentului de scurtcircuit la comutarea între două trepte (de circa 25—30 de ori mai mare în cazul reglajului pe joasă tensiune — contactori și rezistență de preluat sarcina corespunzător dimensionați). Se menționează, că pentru a reduce aceste valori maxime ale impulsurilor de curent la comutația între treptele de reglaj, au fost adoptate, o dată cu dezvoltarea construcției de vehicule electrice și a progresului tehnic în general, o serie întreagă de variante constructive, ca : intercalarea unei înfășurări suplimentare între treptele de reglaj, ceea ce duce la dublarea numărului de trepte de reglaj ; varianta cu transformator suplimentar, intercalat între treptele de reglaj și un regulator fin de tensiune (pentru reglajul de joasă tensiune), care la timpul aplicării sale se credea că va realiza un reglaj fin, practic fără trepte (ulterior ea a fost părăsită, deoarece la aplicarea ei în practică s-a dovedit că datorită diferitelor valori ale curenților de pornire acest reglaj fin nu se mai poate realiza decît pentru o anumită valoare a curentului de pornire pentru care se dimensionează [2, p. 214] — datorită apariției diferențelor de tensiune mari între lamelele regulatorului fin de tensiune pe ultimele lamele de comutație se formează arcuri electrice între acestea, ceea ce duce la uzuri, premature, respectiv la o întreținere costisitoare) ; varianta cu transductori sau în ultimul timp cu tiristori ca „contactori statici" care permite practic un reglaj fin fără variații de impuls la trecerea de pe o treaptă pe alta (costuri de întreținere practic nule, defectări foarte rare, însă investiții mult mai mari, mai ales în cazul folosirii tiristorilor).

În urma celor arătate la acest capitol se poate trage concluzia, că reglajul pe partea de înaltă tensiune (mai ales pentru locomotivele cu puteri mari instalate — îndeosebi cazul locomotivelor Co-Co la care suma curenților secundari destinați pentru tracțiune este destul de mare) este superior din punct de vedere al unei demarări suple celui de pe partea de joasă tensiune.

4. Curent de pornire, greutate-preț, gabarit necesar și siguranță în exploatare la agregatul de transformare al locomotivelor electrice

Referitor la curenții de pornire, literatura de specialitate stabilește o valoare a acestora între cele două reglaje la circa 10 000 A (curent maximal). Valori mai mici sînt avantajoase reglajului pe joasă tensiune, iar cele mai mari celui pe înaltă tensiune [4, p. 157]. Din experiențele practice cu locomotivele moderne ale Căilor Ferate din R.F.G., folosindu-se de fiecare dată aceleași elemente de reglaj (culegătorii de tensiune, graduator, contactori de forță etc.), se stabilește același punct limită la circa 10 000 A [3, p. 15].

Alte publicații din literatura de specialitate se referă la puterea transformatorului de forță și anume este dată valoarea de circa 3000 kW [4, p. 133].

Această valoare limită de circa 3 000 kW nu este complet explicitată și anume dacă, pe lîngă problemele ridicate de prețul și greutatea transformatorului, gabaritul necesar, comportarea în exploatare, întreținerea transformatorului etc. au fost luate în considerație și problemele energetice, în funcție de programul de serviciu pentru care este destinat să funcționeze transformatorul locomotivei electrice respective.

În ceea ce privește greutatea, prețul și gabaritul necesar ale agregatului transformator, așa după cum s-a arătat deja la punctul 2, fără a se lua de fiecare dată în considerație elementele de reglaj, sînt mai mari în cazul reglajului pe înaltă tensiune pentru orice putere a agregatului. Dacă se ține însă cont de elementele de reglaj descrise la cap. 3 și se presupune de fiecare dată aceiași factori de exploatare a limitei de aderență, rezultă că de la o anumită putere instalată, respectiv o anumită valoare a curentului de pornire (circa 10 000 A) reglajul pe înaltă tensiune este mai avantajos decît cel pe joasă tensiune [2, p. 213], [3, p. 15].

Reglajul pe înaltă tensiune este și mai avantajos în cazul folosirii agregatului transformator în execuție cu o singură coloană cilindrică (vezi fig. 4) constituită din mai multe sectoare de tablă radial dispuse pe care se montează înfășurările celor două transformatoare în două etaje ; pe un etaj se montează înfășurările transformatorului de forță, iar pe celălalt etaj înfășurarea transformatorului de reglaj împreună cu cea de încălzirea trenului și a serviciilor auxiliare [6, p. 187—205].

Circuitul magnetic se închide prin mantaua exterioară construită dintr-un număr de 6 pînă la 16 juguri în formă de E. Mărirea numărului de juguri conduce la micșorarea înălțimii jugului h_j și cu aceasta se micșorează înălțimea totală și diametrul exterior al agregatului transformator, precum și la menținerea

unei inducții magnetice B cît mai constantă în zona de trecere dintre coloană și jug.

După [2, p. 213] volumul constructiv necesar pentru un transformator cu manta în execuție radială a tolelor pentru reglaj pe înaltă

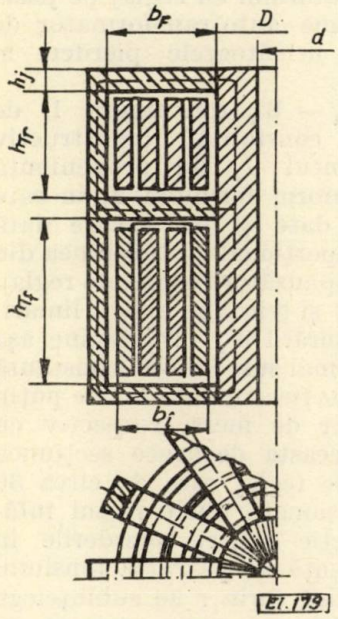


Fig. 4. Transformator cu manta în execuție din sectoare radiale pentru reglaj pe înaltă tensiune:

W_{Tr} – înfășurarea de reglaj (bobinaj în straturi cu transpoziții); W_{Tf} = înfășurări în straturi ale transformatorului de tracțiune; h_j – înălțimea jugului; h_{Tf} – înălțimea ferestrei transformatorului de forță; h_{Tr}-înălțimea ferestrei transformatorului de reglaj; b_F – – lățimea ferestrei transformator; $b_{\hat{i}}$ – lățimea totală a înfășurărilor parțiale din fereastră; D – diametrul exterior al coloanei; d – diametrul interior de răcire al coloanei (se recomandă 3d = D).

tensiune reprezintă numai 55% din volumul unui transformator în execuție normală, pentru aceeași putere instalată, în cazul reglajului pe joasă tensiune. O dată cu micșorarea volumului constructiv se vor micșora și masele active, respectiv pierderile în transformator. De asemenea se micșorează și costurile pentru materiale, însă trebuie avută în vedere tehnologia grea de fabricație care ridică cheltuielile de manoperă și este posibil chiar ca prețul transformatorului să ajungă la nivelul celui corespunzător execuției clasice.

Comportarea în exploatare și cheltuielile de întreținere sînt determinate în primul rînd de instalațiile anexe de reglaj mobile supuse uzurii în timpul efectuării reglajului. Așa după cum s-a arătat la capitolul precedent, elementele de reglaj pe partea de joasă tensiune sînt supuse, datorită curenților de rupere mult mai mari, unor sarcini deosebite. Aceste sarcini conduc în primul rînd la dimensionări mărite ale contactelor de forță, precum și la uzuri mai mari ale contactelor respective în exploatare, ceea ce necesită un număr sporit de revizii și reparații decît în cazul reglajului pe înaltă tensiune. La reglajul pe înaltă tensiune comportarea în exploatare a elementelor de reglaj este mult mai bună, reviziile și eventualele reparații sau înlocuiri de piese uzate făcîndu-se de obicei cu ocazia repartițiilor generale ale locomotivei.

Din cele arătate mai sus, rezultă că, transformatoarele cu reglajul pe înaltă tensiune se comportă mai bine în exploatare și că cheltuielile de întreținere sînt mai scăzute decît în cazul reglajului pe joasă tensiune.

5. Pierderi în transformator și necesarul de putere reactivă

Pierderile în transformator se împart în pierderi în fier dependente de tensiunea aplicată, numite și pierderi de mers în gol, și în pierderi în conductori dependente de curentul din secundar, numite și perderi de scurtcircuit (cînd tensiunea relativă de scurtcircuit u_k este mică).

Pierderile în fier sînt date de relația generală $P_{Fe} = i_r . e_1$ în care i_r este componenta activă a curentului i_0 și e_1 este tensiunea electromotoare. Pentru mersul în gol relația se poate simplifica $P_{Fe} \approx i_r U_1$, deoarece în acest caz $U_1 \approx e_1$.

Pierderile în fier sînt în cazul reglajului pe partea secundară dependente de excitația transformatorului, adică de tensiunea de la linia de contact. În cazul unei tensiuni a linei de contact constante pierderile în fier rămîn constante pe întregul domeniu de reglaj al transformatorului (fig. 5). La acestea se vor mai adăuga și pierderile din elementele de reglaj.

Pierderile în fier pentru agregatul transformator cu reglaj pe înaltă tensiune, de putere instalată egală cu a celui cu reglaj pe joasă tensiune (execuție conform fig. 4), se însumează din componentele transformatorului de reglaj 2a, care se dimensionează (vezi formula (6)) pentru

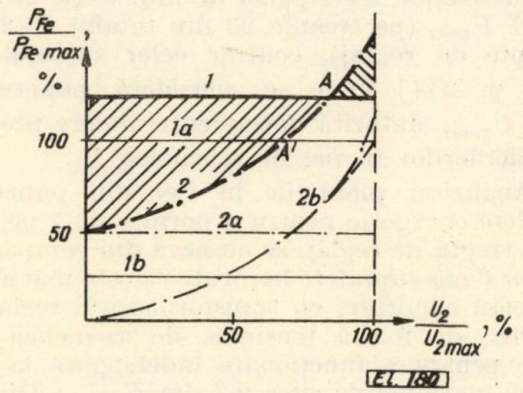


Fig. 5. Reprezentarea pierderilor în fier funcție de U_2 pentru ambele tipuri de reglaj ale agregatelor trafo:

1 – Pierderi totale în fier la reglajul de joasă tensiune; la – pierderi în fier la autotransformatorul de tracțiune; *1b* – pierderi în fier în elementele de reglaj pentru joasă tensiune; *2* – pierderi totale în fier la reglajul de înaltă tensiune; *2a* – pierderi în fier din transf. de reglaj; *2b* – pierderile în fier din transformatorul de tracțiune.

jumătatea puterii instalate a agregatului trafo (aceasta presupune circa 0,5 din masa totală a miezului transformatorului de tracțiune) și a transformatorului de tracțiune *2b*.

Pierderile în fier la transformatorul de tracțiune depind de tensiunea aplicată corespunzător fiecărei trepte de mers avînd caracteristica unei porabole $P_{FeTtr} \sim U_1^2$ și valoarea maximă pe ultima treaptă de mers (frecvență

constantă). Întrucît pornirile se fac sub sarcină constantă și transformatorul de tracțiune are raport de transformare constant, rezultă că $P_{FeTtr} = K \cdot U^2_{sec}$. În realitate această dependență de patratul tensiunii se păstrează numai în afara domeniului de saturație (pe ultimele trepte de reglaj pierderile cresc mult mai repede, deoarece se ajunge în majoritatea cazurilor în domeniul de saturație; din această cauză aceste trepte se marchează pe indicatorul graduatorului de pe pupitru cu o culoare roșie și nu au voie să fie solicitate, datorită încălzirilor excesive din fier, decît o anumită pieroadă de timp dată). Deoarece tensiunea la linia de contact se consideră constantă și greutatea miezului este jumătate din cea a transformatorului de tracțiune, iar inducția magnetică maximă B_{max} corespunzătoare lui U_{2max} este de fiecare dată aproximativ aceeași, rezultă valoarea de 50%, reprezentată în figura 5.

Curba *2* în realitate prezintă unele abateri de la funcția parabolică, deoarece transformatorul de reglaj nu este un transformator ideal. Folosirea materialelor magnetice cu caracteristici diferite duce de asemenea la modificări ale curbelor *2b*, respectiv *2* (curbe de magnetizare diferite).

Curbele din figura 5 se intersectează la o valoare de circa 0,75 U_{2max}, în funcție și de valorile lui *1b*.

Măsurări practice [7. p. 94, fig. 1]cu transformatori de puteri similare și reglaje diferite au desemnat acest punct de intersecție la circa 0,77 U_{2max} (pe treapta 23 din totalul de 28 de trepte de reglaj), contrar celor susținute în [2, p. 214] unde se consideră punctul la 0,5 U_{2max}, datorită dependenței liniare propuse a pierderilor în fier de tensiunea U_2.

Analizînd pierderile în fier din punct de vedere energetic pentru o pornire pînă pe ultima treptă de reglaj, se observă din comparația celor două suprafețe haşurate că este mai avantajoasă o pornire cu transformatorul reglat pe partea de înaltă tensiune, de asemenea mai ales pentru o funcționare îndelungată la tensiuni mai mici de circa 0,7 din $U_{sec\ max}$. Dimpotrivă, dacă se rămîne mai mult timp pe treptele superioare tensiunii de circa 0,7 $U_{sec\ max}$ cu porniri mai rare, este mai avantajos reglajul de tensiune pe partea de joasă tensiune.

Aceste pierderi în fier își pierd însă o dată cu creșterea performanțelor tolelor cu cristale orientate prin laminare la rece din însemnătate, putînd ajunge în acest caz la circa 1% din puterea totală a transformatorului (în cazul [7, p. 97, fig. 2] pierderile în fier sînt aproape egale cu cele în conductori — probabil tolele erau de performanțe scăzute).

Pierderile în cupru depind, în general, la o construcție dată a înfășurărilor, adică la o valoare dată a rezistenței conductorilor pentru fiecare treaptă de mers în parte, numai de pătratul intensității curentului (se referă atît la pierderile ohmice, precum și la pierderile suplimentare din conductori). Pentru comparația între cele două variante de reglaj se consideră pe mai departe aceleași puteri și aceleași intesități de curent secundare.

În cazul transformatorului cu reglaj pe joasă tensiune, în conexiune autotransformator de tracțiune, se obțin următoarele pierderi în conductori:

În înfășurarea $W_1 - W_2$ din figura 1, de rezistență relativ constantă (constructiv $R_{W1-W2} \gg R_{W2}$) curentul I_1 de proveniență galvanică crește conform formulei 2, în care I_2 și U_1 sînt valori date și de fiecare dată constante, direct proporțional cu tensiunea din secundar, adică corespunzător treptei de reglaj. Întrucît între curent și tensiune există liniaritate și rezistența înfășurării $W_2 - W_1$ rămîne, așa după cum s-a amintit mai sus, practic constantă (în realitate ea scade de fiecare dată foarte puțin cu creșterea treptelor de mers, respectiv cu valoarea lui U_2 — aceasta deoarece secțiunea înfășurării comune de reglaj este de circa 30 ori mai mare dimensionată decît restul înfășurării) rezultă practic pentru pierderile în conductori o dependență de pătratul tensiunii U_2. Relația matematică (prin r se subînțelege rezistența ohmică plus rezistența cauzată de efectul pelicular în conductori) a pierderilor în conductori este:

$$P_{Cu} = r_1 \frac{U_{2max} - U_2}{U_{2max}} r_2 \cdot \frac{I_2^2}{U_1^2} U_2^2$$

în care r_1 este rezistența totală a înfășurării serie ($W_1 - W_{2max}$), iar r_2 este valoarea rezistenței înfășurării corespunzătoare lui U_{2max}. Neglijînd valoarea lui r_2 (30 $r_2 \approx r_1$) și cu r_1, I_2 și U_1 valori constante, relația se reduce la: $P_{CU} = K \cdot U_2^2$. Curba pierderilor *3* în înfășurarea serie este redată în figura 6. Anumite abateri de circa 5% de la această curbă sînt posibile (la trasarea curbei s-a considerat un transformator ideal, iar r_2 a fost neglijat);

— pierderile în înfășurarea paralel cresc direct proporțional cu tensiunea U_2 și ating valoarea maximă egală cu a celor din înfășurarea serie pe ultima treaptă de mers la U_{2max} deoarece se aleg aceleași densități de curent în înfășurări și sînt reprezentate prin curba 2 din figura 6. Abateri de la stricta liniaritate reprezentată există și în acest caz, deoarece curentul inductiv I_i scade cu valoarea lui I_1 ($I_i \gg I_1$) conform relației (1) și (3), o dată cu creșterea lui U_2. Relația matematică a pierderilor în înfășurarea paralel este: $P_{CU} = r_2 \cdot I_i^2 \approx r_2 \cdot I_2^2$ unde I_2 este de fiecare dată constant iar $r_2 \sim U_2$ (această proporționalitate condiționează înfășurarea comună de secțiune constantă și lungimea medie a înfășurărilor fiecărei trepte de tensiune de fiecare dată constantă — constructiv această lungime medie se reali-

zează foarte greu pentru anumite execuții ale înfășurărilor, ceea ce duce la unele greutăți și pentru o eventuală elaborare a unor programe de calcul la mașinile electronice a pierderilor în trafo și a necesarului de putere reactivă). Luînd în considerare cele arătate, se poate scrie următoarea relație pentru pierderile din înfășurarea paralel: $P_{cu} = k \cdot U_2$.

Din însumarea celor două curbe rezultă pierderile în înfășurările autotransformatorului de tracțiune reprezentate prin curba *1* din figura 6 la care va trebui să se adauge și pierderile dependente de I_2 din conductorii de legătură între transformator și elementele de

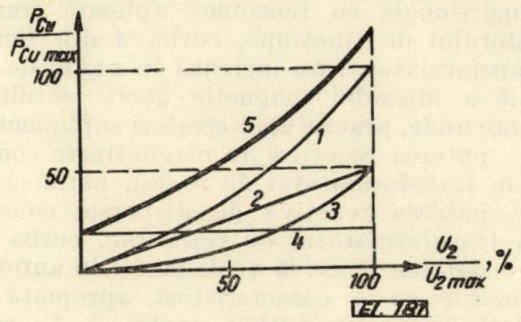


Fig. 6. Reprezentarea grafică a pierderilor din conductorii unui agregat transformator de tracțiune cu reglaj pe partea de joasă tensiune, în execuție autotransformator:

1 — pierderi totale în conductor la transformatorul principal; *2* — pierderi în înfășurarea paralel (comună); *3* — pierderi în înfășurarea serie; *4* — pierderi în conductorii de legătură și în elementele de reglaj; *5* — pierderi totale în conductori la agregatul trafo.

reglaj, precum și cele din elementele de reglaj (acestea reprezintă circa 15—20% din pierderile maximale ce apar în conductorii transformatorului principal). Astfel, prin însumare rezultă curba *5* a pierderilor totale din conductorii agregatului transformator.

Pierderile în conductori în cazul reglajului pe înaltă tensiune rezultă din pierderile constante din transformatorul de tracțiune (curba *2* din figura *7* — I_2 și raportul de transformare i sînt valori constante), din pierderile variabile din transformatorul de reglaj (curba *3*) și din pierderile constante din conductorii elementelor de reglaj (circa 1% din pierderile totale din conductori).

În transformatorul de reglaj executat în conexiune autotransformator cu lungimea medie a spirelor fiecărei trepte de fiecare dată constantă și cu conductor de secțiune constantă pentru întreaga înfășurare, pierderile în conductori funcție de U_2 sînt similare unei funcții sinus (se poate executa și o înfășurare de diferite secțiuni în trepte, în funcție de programul de lucru al locomotivei; de exemplu pentru trenuri rapide și directe de marfă se recomandă creșterea secțiunii o dată cu creșterea potențialului spre U_{max}). Curentul secundar al autotransformatorului este constant pe întregul domeniu de reglaj, deoarece și curentul i_2 al transformatorului de tracțiune a fost considerat constant la pornire. Relația matematică a pierderilor este:

$$P_{Cu} = P_{Cu1} + P_{Cu2} = r_1 \cdot I_1^2 + r_2 \cdot I_i^2.$$

Înlocuind formulele 2 și 3 și considerînd din nou raportul de transformare ideal, se obține relația: $P_{Cu} = I_2^2 \cdot \frac{r_1 \cdot r_2}{r_1 + r_2}$ în care r_1 este rezistența înfășurării serie cu număr de spire variabil, respectiv r_2 a înfășurării paralel corespunzătoare tensiunii preluate de transformatorul de tracțiune. În numitor suma celor două rezistențe este constantă întotdeauna.

Din relația (6) rezultă că transformatorul de reglaj se poate dimensiona la jumătate din puterea transformatorului de tracțiune pentru $U_2 = 0{,}5U_1$, astfel rezultă că $I_1 = I_i = 0{,}5I_2$. Curentul fiind jumătate, rezultă o înfășurare redusă la jumătatea secțiunii înfășurării primare a transformatorului de tracțiune, deci o rezistență de valoare aproape dublă (lungimile medii ale spirelor trebuie luate în calcul dacă ele rezultă diferite, în funcție de varianta constructivă). Menționînd că pierderile în conductori în primarul și în secundarul transformatorului de tracțiune sînt egale (de fiecare dată circa 50% din pierderile totale), deoarece densitatea de curent specifică se ia constantă, rezultă că pierderile în conductori din autotransformatorul de reglaj iau valoarea maximală de 25% din cele ale transformatorului de tracțiune, la circa 0,5 U_2. Pentru $r_1 = 0$ și pentru $r_2 = 0$ pierderile în conductorii autotransformatorului de reglaj sînt nule, pentru că în ambele cazuri puterea de trecere prin autotransformator este nulă (în primul caz autotransformatorul nu este solicitat, deci I_2 este nul, iar în al doilea caz $U_2 = U_1$ și I_2 se transmite în totalitatea lui galvanic, ocolind înfășurarea autotransformatorului). Neglijîndu-se pierderile în elementele de reglaj (foarte mici în raport cu cele de la reglajul pe joasă tensiune) se pot însuma cele două curbe, *2* și *3*, rezultînd curba *1* a pierderilor totale în conductori la agregatul trafo cu reglaj pe înaltă tensiune.

Din compararea curbelor *1* și *4* din figura 7 rezultă că transformatorul cu reglaj pe joasă tensiune este mai avantajos pentru cazul funcționării în regim de alimentare mai jos de $U_2 \approx 0{,}8U_{2max}$ adică în cazul funcționării locomotivei în regim de porniri și opriri dese (cazul trenurilor personale și de marfă locale cu opriri și porniri dese și viteze maxime reduse), iar peste această valoare este în avantaj reglajul pe înaltă tensiune (trenuri directe rapide, ce folosesc domeniul de tensiune apropiat de U_{2max} fără porniri dese).

Punctul B după [7, p. 97, fig. 2] este dat la valoarea de circa 0,7 U_{2max} (nu se știe dacă aceste valori au rezultat din calcul sau măsu-

rări și dacă la concepția și construcția celor două transformatoare de circa 3 000 kVA au stat de fiecare dată aceleași criterii la bază ca : inducție magnetică, densitate de curent, tensiune de scurtcircuit relativă etc. adică aceleași mărimi instantanee).

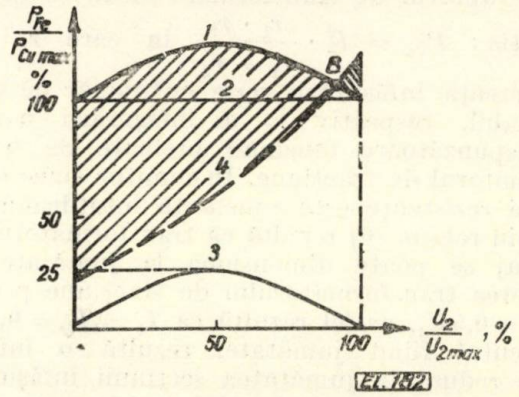


Fig. 7. Pierderi în conductori la trafo cu reglaj pe înaltă tensiune :

1 — pierderi totale în conductorii agregatului trafo cu reglaj pe înaltă tensiune ; *2* — pierderi în conductorii transformatorului de tracțiune ; *3* — pierderi în conductorii transformatorului de reglaj ; *4* — pierderile totale în conductori la un agregat trafo de putere egală cu reglaj pe joasă tensiune (fig. 6) ; *B* — punct de intersecție a valorilor pierderilor în conductori pentru cele două sisteme de reglaj.

Puterea reactivă necesară agregatului trafo se împarte în două componente, cea necesară magnetizării circuitului magnetic, dată de relația $Q\mu = i\mu\, U_1$ și cea de dispersie dependentă de curentul de sarcină al transformatorului I_2 sau I_i pentru autotransformator și de datele constructive ale înfășurărilor și ferestrei transformatorului X_s, dată de relația $Q_s = X_s I_2^2$. Curentul de sarcină I_2 se consideră la fiecare pornire constant (I_i la transformatorul cu reglaj pe joasă tensiune variază în realitate conform relației 3).

X_s este reactanța de scăpări (rezistența echivalentă) și depinde (vezi fig. 4) de frecvență, de constanta permeabilității mediului de răcire, înălțimea înfășurărilor h_T, de circonferința medie a canalelor de dispersie $l_m = \pi \cdot (D + b_F)$ și lățimea totală a înfășurărilor dispuse în fereastră b_f, de intensitatea variabilă a cîmpului magnetic h, ce se integrează raportîndu-se la curentul i dintre înfășurările de conexiuni contrarii pe întreg domeniul b_i (între două înfășurări de același sens raportul $h : i$ este nul) [8, p. 56 — 63], [9, p. 576 — 589]. Pentru execuții de transformatoare cu raport de transformare fix sau variabil, însă cu o oarecare simetrie a dispoziției înfășurărilor parțiale, X_s se poate determina mai ușor. În cazul transformatorului cu reglaj pe joasă tensiune, în execuție autotransformator, X_s se determină foarte greu, iar rezultatele sînt aproximative.

Puterea reactivă necesară unui transformator cu reglaj pe partea secundară, în execuție autotransformator, este constantă în cazul magnetizării fierului, curba *1*, figura 8 și dependentă de variația lui X_s conform curbei *2* (aici I_i conform relației (*3*) este aproape constant). Datorită valorii relativ constante, impusă de exploatare, la tensiuni relative de scurtcircuit (mai puțin pe primele trepte de reglaj unde o valoare mai ridicată este de dorit) rezultă și valori ale lui X_s funcția de U_2 asemănătoare, respectiv ale lui Q_s. La acestea se va ține seamă și de puterea reactivă constantă din elementele de reglaj aferente agregatului transformator (circa 30% din Q_s total), curba *3* din figura 8.

La transformatorul cu reglaj pe înaltă tensiune puterea reactivă necesară se compune din :

— puterea reactivă de magnetizare direct proporțională cu tensiunea aplicată transformatorului de tracțiune, curba *4* din figura 8 (transformatorul nu lucrează în regim de saturație a miezului magnetic decît pe ultimele trepte unde, practic apar creșteri suplimentare) ;

— puterea reactivă de magnetizare constantă în transformatorul de reglaj, curba *5* ;

— puterea reactivă de dispersie constantă din transformatorul de tracțiune, curba *6* ;

— puterea reactivă de dispersie în autotransformator cu o caracteristică apropiată unei funcții sinus [2, p.215], curba *7*. I_i variază conform relației (3), iar X_s are un caracter descrescător cu valori mai mari pe primele trepte de reglaj (în acest domeniu apar abateri de la funcția mai sus amintită, valorile fiind destul de mari).

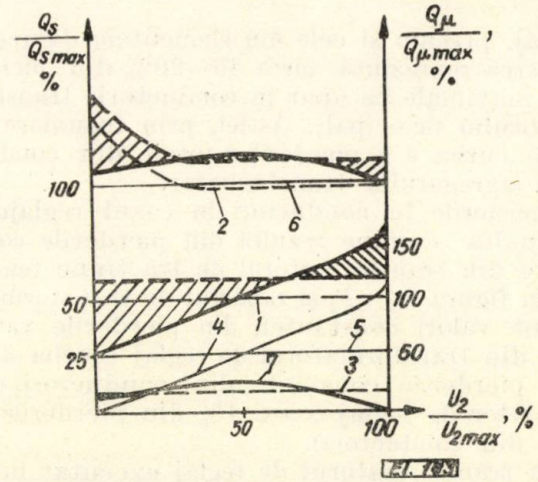


Fig. 8. Reprezentare grafică a necesarului de putere reactivă de magnetizare și de dispersie la ambele sisteme de reglaj.

a) *Transformator cu reglaj pe joasă tensiune* :

1 — putere reactivă de magnetizare în transformator ; *2* — puterea reactivă de dispersie ; *3* — puterea reactivă totală din elementele de reglaj ;

b) *Transformator cu reglaj pe înaltă tensiune* :

4 — putere reactivă de magnetizare în trafo tracțiune ; *5* — putere reactivă de magnetizare în trafo reglaj ; *6* — putere reactivă de dispersie în trafo tracțiune ; *7* — putere reactivă de dispersie în trafo reglaj.

Analizînd necesarul de putere reactivă pentru magnetizare se constată o asemănare cu pierderile în fier din figura 5 (în cazul de față curba *4* este însă liniară pe aproape întreg domeniul) ; aici intersecția celor două curbe făcîndu-se la circa 0,6 U_{2max}, dacă se ține seamă

şi de curba *3* care rezultă din ambele puteri reactive de magnetizare şi de dispersie.

Puterile reactive de dispersie sînt aproximativ egale pînă la circa 0,75 U_{2max}, iar peste această valoare cea corespunzătoare transformatorului cu reglaj pe înaltă tensiune este mai avantajoasă datorită necesarului de putere reactivă mai mic.

Întrucît tensiunea relativă de scurtcircuit este o valoare impusă în construcţia de locomotive electrice de circa 7% (mai puţin pe primele trepte de reglaj, unde constructiv nu se poate realiza, aceasta fiind de circa 100% sau chiar mai mare mai ales pe prima treaptă, apoi descreşte aproape liniar, reprezentînd în acelaşi timp şi un avantaj de autoprotecţie a agregatului trafo la eventualele scurtcircuite, ce pot apărea mai des în acest domeniu) rezultă că şi puterea reactivă de dispersie este dată ($Q_s = u_s \cdot I_2$, în care I_2 este constant, iar u_s este tensiunea de reactanţă, componentă reactivă a tensiunii de scurtcircuit, dată de triunghiul de scurtcircuit pentru fiecare treaptă în parte). După [7, p. 98] punctul de intersecţie a curbelor reprezentînd sumele totale de putere reactivă necesară este dat la 0,6 U_{2max} sub această valoare fiind avantajos reglajul pe joasă tensiune, iar peste aceasta, transformatoare cu reglaj pe înaltă tensiune.

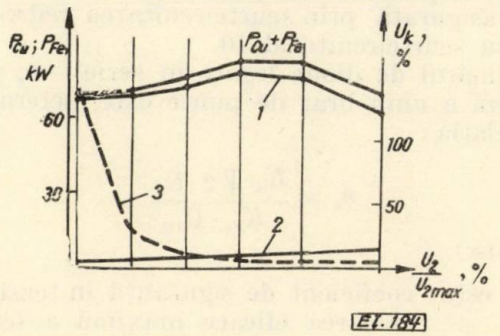


Fig. 9. Pierderile şi tensiunea de scurtcircuit la transformatorul locomotivei 060—EA cu reglaj pe înaltă tensiune: *1* – pierderi în regim de scurtcircuit la I_{2nom} (pînă la circa 0,2 U_{2max} sînt mai mari faţă de curba *1* din figura 7 datorită tensiunii de scurtcircuit mărite); *2* – pierderi la mers în gol la U_{1Nom}; *3* – tensiunea de scurtcircuit la I_{2Nom}.

Aşa după cum s-a mai precizat, pierderile în fier în cazul tolei laminată la rece reprezintă circa 8% din pierderile totale. Spre exemplificare şi pentru a veni în sprijinul celor susţinute în acest capitol se dau în figura 9, mărimile măsurate ale pierderilor la mers în gol şi la scurtcircuit pentru agregatul transformator de circa 6 000 kVA al locomotivei 060 EA, cu reglajul puterii pe partea de înaltă tensiune.

În situaţia cînd pierderile de mers în gol sînt atît de mici, se pune problema analizării numai a pierderilor de scurtcircuit şi a necesarului de putere reactivă de dispersie (pierderile în fier şi necesarul de putere reactivă pentru magnetizare se neglijează în acest caz) în funcţie de reglaj şi de programul de tracţiune al locomotivei; analiză făcută deja în subpunctele anterioare, adică transformator cu pierderi mici în fier pentru reglaj pe joasă tensiune destinat trenurilor cu viteze mici şi opriri repetate, respectiv pentru transformatorul cu reglaj pe înaltă tensiune se recomandă alegerea pierderilor în fier normale, iar cele în cupru mai mici şi programul de lucru pentru trenuri directe cu viteze sporite.

6. Consideraţiuni finale referitor la alegere variantei de reglaj.

Dacă pentru problemele arătate la capitolele 3 şi 4 s-au stabilit anumite valori limită $I_{2max} = 10\,000$ A, $P_{tr} = 3\,000$ kW etc., ce separă domeniile de aplicare optime a variantelor de reglaj la transformatoarele locomotivelor, nu însemnează că problema alegerii reglajului a fost definitiv rezolvată. Pierderile în transformator, necesarul de putere reactivă şi programul de lucru al locomotivei, poate, în unele cazuri, să influenţeze aceste valori limită. Astfel la alegerea variantei de reglaj se va ţine seama şi de problemele energetice, ce le ridică pierderile, necesarul de putere reactivă şi programul de lucru pentru transformatorul locomotivei. În acest sens ar urma să se cerceteze îndeosebi domeniul 2 500—1 500 kW al puterii active a transformatorului. Determinarea pierderilor şi necesarului de putere reactivă pentru domeniul de putere de mai sus ar necesita un volum de calcul deosebit de mare, astfel că folosirea calculatoarelor electronice pentru cazul de faţă este destul de justificat. După alegerea variantelor constructive cele mai adecvate se pot stabili programe de calcul pe baza formulelor de dimensionare şi de calcul a pierderilor şi necesarului de putere reactivă unde puterea instalată şi tensiunea de alimentare U_2 a motoarelor vor fi parametri, iar curentul de pornire, tensiunea relativă de scurtcircuit, raportul pierderilor Cu : Fe, relaţia masă activă : preţ de fabricaţie etc., vor fi mărimi constante impuse de constructor.

După prelucrarea acestor date şi analiza completă a criteriilor de alegere a variantei constructive se poate decide asupra sistemului de reglaj.

Bibliografie

[1] *Küchler, R.* Die Transformatoren. Berlin — Göttingen — Heidelberg, Springer-Verlag, 1956.

[2] *Ondarza.* Die Hochspannungssteuerung bei Wechselstromtriebfahrzeugen. In: Elektrische Bahnen 1950 p. 211—215.

[3] *Kielb und Käfer.* Neue Typreihe elektrischer Streckenlokomotiven der DB : E 10, E 40, E 41 und E 50, In : Elecktrische Bahnen, 1957, p. 8—22 şi Die Niederspannungssteurung der Lokomotive Baureihe E 41 der Deutschen Bundesbahn. In : Elektrische Bahnen, 1957, p. 59—63.

[4] *Deinert, W.* Elektrische Lokomitiven fur Vollbahnen. Berlin, Transpress-Verlag, 1961.

[5] *Seifert.* Leistungstransformatoren für Einphasen-Wechselstrom-Triebfahrzeuge. In : Deutsche, Eisenbahn-Technik, 1958 p. 551—555.

[6] *Meyerhaus.* Transformatoren und Drosselspulen mit radialer Blechung. In : BBC Mitteilungen, 1965, p. 187—205.

[7] *Hegnauer.* Verleich swichen Niederspannungs-und Hochspannungssteuerung bei elektrischen lokomotiven. In : Elektrische Bahnen, 1954, p. 97—99.

[8] *Richter, R.* Elektrische Maschine, Band 3, Basel Verlag Birkhäuser/1963.

[9] *Rziha. E.* Starkstromtehnik, Berlin, Verlag von Wilhelm Ernst & Sohn, 8. Auflage, Band I, 1955.

Intrat în redacţie la 25 XI 1970

Optimizarea dimensionării instalaţiei de redresare de pe locomotiva electrică 060 EA

THEODOR BALTAC, PETRE CIORTAN, şi CONSTANTIN BANU*—Bucureşti

CZ 621.335.2 : 621.314.6

Dimensionarea instalaţiei de redresare de pe locomotiva electrică şi a protecţiei aferente este determinată în principal de parametrii diodei, tensiunea maximă de lucru a electromotoarelor, curentul de scurtcircuit al redresorului şi de intensitatea curentului de demarare al motorului de tracţiune.

Pentru locomotivele electrice ce se fabrică în ţară, 060EA, se utilizează sau se prevăd a fi utilizate următoarele tipuri de diode : dioda tip SiA 250 sau SiB 300 ce se importă, de la firma ASEA şi se foloseşte pe locomotiva electrică ; dioda tip T 38, ce se asimilează în ţară după licenţă SILEC (Franţa).

Parametrii acestor diode sînt prezentaţi în tabela 1.

Tabela 1

Tipul diodei		SiA 250	SiB 300	T 38
Tensiunea inversă de vîrf nerepetitivă, V		1 500	1 500	1 800
Tensiunea înversă de vîrf repetitivă, V		1 000	1000	1 300
Curentul direct mediu redresat, A		300	350	350
Curent direct,	ms			
de supra-	3	11	12	—
sarcină repe-	10	5,8	6,0	5,5
titivă (25°C)	30	4,0	4,8	4,25
	40	3,7	4,5	4,1
kA,	50	3,5	4,15	3,9

Soluţia adoptată la firma ASEA pentru instalaţia de redresare de la locomotiva electrică de 5 100 kW, este prezentată în schema din figura 1 şi constă din blocul de redresare 12, compus din 48 diode montate în punte, cîte 3 diode în serie şi 4 în paralel.

Redresorul este protejat contra supratensiunilor cu ajutorul condensatorului 13, protecţia împotriva suprasarcinii este efectuată de către releele maximale de curent, iar protecţia împotriva curentului de scurtcircuit este asigurată prin scurtcircuitarea redresorului, cu scurtcircuitorul 10.

Numărul de diode legate în serie —n_s pe o ramură a unui braţ de punte este determinat de relaţia :

$$n_s = \frac{K_u \cdot \sqrt{2}\ U}{K_{du} \cdot U_{IN}}$$

în care :

K_u este coeficient de siguranţă în tensiune ;
U — valoarea eficace maximă a tensiunii alternative de la secundarul transformatorului ce alimentează puntea redresoare ; pentru locomotiva electrică 060 EA această tensiune are valoarea de 1 068 V ;
K_{du} — coeficientul de declasare în tensiune a diodelor, egal cu 0,9 ;
U_{IN} — tensiunea inversă de vîrf nerepetitivă a diodei.

Coeficientul de siguranţă în tensiune al soluţiei actuale cu 3 diode SiA 250 sau SiB 300 legate în serie, este de 2,69. Menţinînd acelaşi număr de diode în serie şi în cazul tipului T 38, coeficientul de siguranţă creşte la 3,22.

Numărul de diode legate în paralel este determinat de valoarea curentului de scurtcircuit prin redresor şi de intensitatea curentului de demarare a motorului de tracţiune.

Întrucît problema care se tratează în acest articol este posibilitatea renunţării la protecţia

* Dr. ing. *T. Baltac* este cercetător principal la Institutul de studii şi cercetări transporturi, ing. *P. Ciortan* este consilier a Institutul de proiectări căi ferate, iar *C. Banu* este inginer a Institutul de studii şi cercetări transporturi.

redresoarelor prin scurtcircuitor, protecţie ce nu acţionează decît în cazul scurtcircuitelor din aval de redresor, în cele ce urmează vom examina numai aspectele legate de această protecţie.

Scurtcircuitul accidental din circuitul de sarcină al redresorului se poate datora cercu-

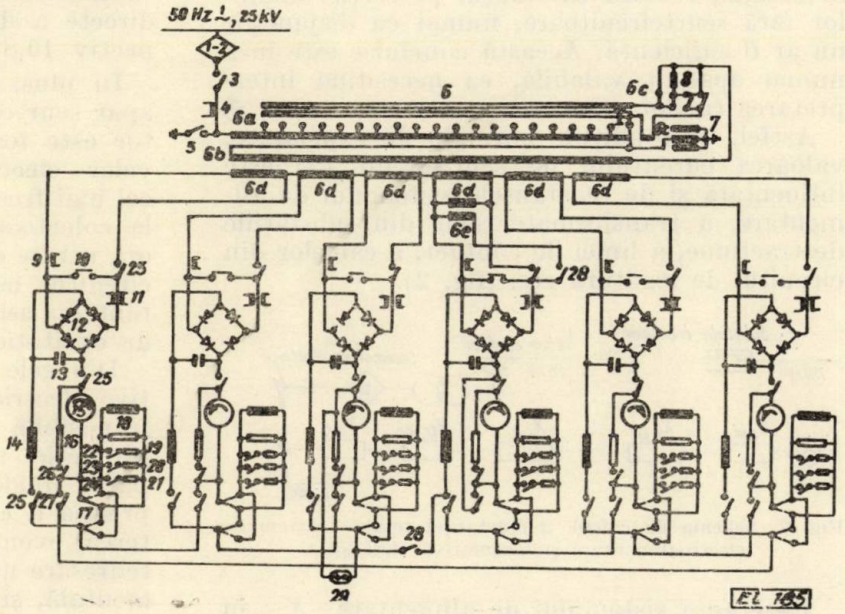


Fig. 1. Schema de principiu a locomotivei electrice 060 EA :

1, 2 – pantograf cu separator; *3* – disjunctor; *4* – izolator de trecere; *5* – separator de punere la masă în sala maşinilor; *6* – transformator de tracţiune; *7* – transformator de punere la masă; *8* – graduator; *9* – transformator de măsură pentru motoarele de tracţiune; *10* – scurtcircuitor; *11* – transformator de impuls pentru scurtcircuitoare; *12* – bloc de redresare; *13* – condensator de protecţie pentru supratensiuni; *14* – self de aplatizare; *15* – motor de tracţiune; *16* – rezistenţa de frînare; *17* – inversor de mers; *18* – şunt permanent ohmic; *19–21* – rezistenţe de slăbirea cîmpului; *22 – 24* – contactoare de slăbire a cîmpului; *25* – contactoare de linie; *26–28* – contactoare de frînare; *29* – priză pentru deplasarea în depou.

lui de foc al motorului de tracţiune sau altor cauze şi conduce la funcţionarea în scurtcircuit a redresorului. Curentul de scurtcircuit pentru acest regim de funcţionare va fi în cea mai mare măsură limitat de reactanţa transformatorului de tracţiune de pe locomotiva electrică. Întrucît transformatorul de tracţiune este construit cu 6 înfăşurări secundare, se poate distinge funcţionarea transformatorului în scurtcircuit cu una sau mai multe înfăşurări secundare scurtcircuitate.

Tensiunea procentuală de scurtcircuit în cazul locomotivei electrice de fabricaţie românească este egală cu 6,8% pe ultima treaptă, treapta 40, a transformatorului de tracţiune, cu toate cele 6 înfăşurări secundare scurtcircuitate.

Întrucît reglarea tensiunii de alimentare a motoarelor de tracţiune se face pe partea de înaltă tensiune a transformatorului tensiunea de scurtcircuit a acestuia descreşte în valoare o dată cu creşterea numărului de trepte a transformatorului de tracţiune şi este dată în tabela 2.

Tabela 2

Nr. treaptă graduator	1	8	15	22	30	39	40
Tensiunea de scurtcircuit	318	32,1	19,5	13,2	9,4	7,1	6,8

Curentul stabilizat de scurtcircuit prin înfăşurările secundare ale transformatorului de tracţiune este dat de relaţia :

$$I_{sc} = I_n \frac{100}{u_{sc}},$$

unde

I_n este curentul nominal în înfăşurarea secundară a transformatorului.

Pentru curentul nominal de 1 000 A al înfăşurării secundare a transformatorului cu graduatorul pe treapta 40 şi la o tensiune în linia de contact de 27,5 kV rezultă un curent de scurtcircuit de 17 750 A.

Pentru determinarea solicitării termice a redresoarelor este necesară însă cunoaşterea valorii eficace a curentului maxim de scurtcircuit :

$$I_{max} = K_{max} I_{sc} = 1{,}50 \cdot 17\,750 = 26\,600 \text{ A}$$

unde :

K_{max} este un coeficient cu valoarea de 1,50 în cazul de faţă [1];

I_{sc} = valoarea eficace a componentei periodice a curentului de scurtcircuit.

Dacă scurtcircuitul trece printr-un regim supratranzitoriu sau tranzitoriu, pentru I_{sc} trebuie luate componentele corespunzătoare.

În cazul real al locomotivelor electrice însă, caracterizate prin „distanţe electrice" mari între acestea şi generatoarele de mare putere, componentele supratranzitorii sau tranzitorii sînt practic neglijabile, astfel că pentru I_{sc} se poate lua curentul stabilizat de scurtcircuit.

Din datele de mai sus rezultă pe cele patru diode conectate în paralel ale unei ramuri un

curent de scurtcircuit prin diodă de 6,65 kA valoare eficace. Comparînd această valoare cu valoarea admisibilă a diodelor din tabela 1 corespunzătoare timpului de 50 ms necesar disjunctorului tip DBTF30i250 să acționeze în cazul cel mai dezavantajos pentru protecția diodelor prin întreruperea alimentării transformatorului, rezultă că soluția protecției diodelor fără scurtcircuitoare, numai cu disjunctor nu ar fi suficientă. Această concluzie este însă numai aparent valabilă, ea necesitînd interpretarea corespunzătoare.

Astfel, în condițiile normale de exploatare, valoarea curentului de scurtcircuit [2] este influențată și de reactanțele sistemului de alimentare, a transformatoarelor din substațiile de tracțiune, a liniei de contact, a cablelor din circuitul de legătură etc. (fig. 2).

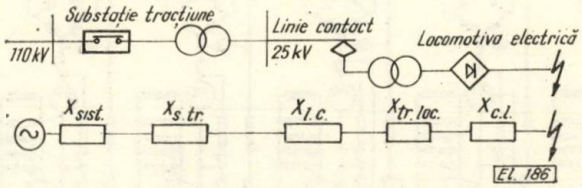


Fig. 2. Schema de calcul a reactanței totale — sistem de electroalimentare și locomotivă electrică.

Reactanța sistemului de alimentare — X_{sist} în cazul cel mai defavorabil, se poate determina considerînd că puterea de scurtcircuit la barele de 110 kV ale substațiilor de tracțiune CFR este de regulă de ordinul 3 000 MVA. Ca putere de referință se ia puterea transformatorului principal de tracțiune de pe locomotiva electrică, $S_b = 5{,}79$ MVA

$$X_{sist} = \frac{S_b}{S_{sc}} \cdot 100 = \frac{5{,}79}{3\,000} \cdot 100 = 0{,}193\ \%.$$

Transformatoarele din substațiile de tracțiune au o putere de 16 MVA și o tensiune de scurtcircuit de 10,5%.

$$X_{tc} = u_{sc} \cdot \frac{S_b}{S_{str}} \cdot 100 = 10{,}5\ \frac{5{,}79}{16} = 3{,}8\%.$$

Reactanța liniei de contact X_{lc} pentru o valoare a impedanței de circa 0,4 Ω/km este de 0,011% considerînd o distanță minimă de 30 m între linia de contact și substația de tracțiune.

Reactanța cablelor din circuitul de legătură X_{cl} este de circa 2%.

Reactanța totală X_t a circuitului locomotivă electrică sistem de electroalimentare, pentru treapta 40 a transformatorului în cazul cel mai defavorabil va fi:

$$X_t = 2\,X_{sist} + X_{str} + X_{lc} + X_{cl} + K_{tr} = 13\ \%.$$

Raportate la tensiunea de 27,5 kV, aceste reactanțe procentuale vor deveni:

$$X_{t\,27{,}5} = X_t \frac{25^2}{27{,}5^2} = 10{,}75\ \%.$$

Rezultă deci că reactanța totală locomotivă electrică — sistem de electroalimentare, raportată la reactanța obținută pe stand numai pentru transformator crește de 1,91 ori. Aceasta conduce la micșorarea curentului pe diodă de la 6,65 kA la 3,48 kA valori eficace. La aceasta trebuie să menționăm că un efect limitator suplimentar apare datorită rezistenței ohmice directe a diodelor (1,8—2,3 V pe diodă, respectiv 10,8—13,8 V pe redresor).

În plus, esențial este faptul că în practică apar scurtcircuite cu arc al căror efect limitator este foarte important. În cazul locomotivelor electrice cu redresoare, scurtcircuitul cel mai frecvent este cauzat de cercurile de foc la colectoarele electromotoarelor de tracțiune, ori, aceste deranjamente sînt departe de scurtcircuitul net, datorită, în primul rînd, reactanțelor selfului de aplatisare și al înfășurărilor de excitație care nu au fost incluse în calcul.

Din cele arătate rezultă că pentru locomotiva electrică 060 EA, ce se fabrică în țară, ar fi posibilă renunțarea la scurtcircuitoarele de protecție menținîndu-se numărul actual de patru diode în paralel. Întrucît determinarea precisă a curenților de scurtcircuit și cunoașterea eventualelor rezerve ale instalației de redresare nu sînt posibile decît pe cale experimentală, și avînd în vedere avantajele economice importante pe care le-ar aduce renunțarea la scurtcircuitoare, apare imperios necesară organizarea unor experiențe și măsurători pe locomotivele electrice în condiții cît mai apropiate de cele de exploatare.

Considerăm că excluderea scurtcircuitoarelor procurate din import este atît de necesară, încît chiar dacă experimentările ar arăta că stabilitatea termică a diodelor în anumite cazuri de scurtcircuit, în lipsa scurtcircuitoarelor ar fi periclitată, este mai avantajoasă limitarea curenților de scurtcircuit prin reactanțe suplimentare ce se pot fabrica ușor în țară, sau în extremis este chiar mai rațional să se adauge încă, un șir de diode în paralel.

Afirmațiile de mai sus își confirmă valabilitatea și prin soluțiile adoptate de căile ferate jugoslave care pe locomotiva BoBo tip JZ 441 de 4000 kW au asigurat protecția redresorului contra curentului de scurtcircuit numai prin disjunctor, fără scurtcircuitoare [3].

Micșorarea curentului de scurtcircuit prin redresor poate fi realizată într-o viitoare reproiectare a transformatorului de pe locomotiva electrică prin creșterea reactanței acestuia. Optimizarea reactanței trebuie făcută atît în funcție de valoarea curentului de scurtcircuit cît și în funcție de valoarea factorului de putere necesar.

Factorul de putere al circuitelor de tracțiune fără a ține seamă de circuitele auxiliare, este definit de raportul dintre puterea activă consumată în circuitul de tracțiune și puterea

aparentă la primarul transformatorului. Neglijînd pierderile în fierul transformatorului se poate folosi următoarea formulă de calcul [4]:

$$\lambda = 0{,}9 - \frac{2X_1}{\pi m^2} \cdot \frac{n\, I_{mot}}{U_2},$$

unde:

X_1 este reactanţa totală a transformatorului raportată la primar;
m — raportul de transformare global între primar autotransformator şi secundar;
n — numărul de motoare de tracţiune legate în paralel;
I_{mot} — intensitatea nominală a motorului de tracţiune;
U_2 — tensiunea eficace din secundarul transformatorului.

Principalele elemente pentru calculul factorului de putere al locomotivei 060 EA sînt concentrate în tabela 3.

Tabela 3

Treaptă graduator	U_2, V	m	X_1, %	λ
1	47	532	318	0,787
8	212	118	32,5	0,817
15	377	66,4	19,5	0,844
22	542	46,1	13,2	0,845
30	731	34,2	9,4	0,847
39	943	26,5	7,1	0,848
40	963	25,7	6,8	0,850

Din cele prezentate rezultă că factorul de putere ridicat este practic constant pe toată gama de lucru a graduatorului, datorită particularităţilor constructive ale transformatorului.

La locomotivele franceze seria BB 16 000 factorul de putere variază între 0,49, pe poziţiile joase, pînă la 0,8 pe poziţiile superioare ale graduatorului, unde reactanţa este de circa 14%.

Reactanţa transformatorului locomotivelor tip JZ 441 care vor fi livrate şi la CFR, este de 12% ceea ce conduce la un factor de putere de 0,81.

Rezultă deci că o creştere a reactanţei şi respectiv o reducere importantă a curentului de scurtcircuit, cu importante consecinţe economice nu afectează simţitor scăderea factorului de putere al locomotivei. În cazurile cînd nevoile sistemului energetic o cer, compensarea factorului de putere se poate face mai economic în instalaţii fixe de condensatoare repartizate în substaţii de tracţiune sau posturi de secţionare.

Alegerea unei tensiuni de scurtcircuit mai mari este necesară şi pentru a proteja transformatorul de fenomenele electrodinamice şi termice violente din timpul scurtcircuitului.

Confrom calculelor aproximative, timpul t (secunde) în decursul căruia înfăşurarea poate atinge temperatura limită de 200°C se determină din formula:

$$t \simeq 1{,}75 \frac{(u_{sc})^2}{j_{med}},$$

unde:

J_{med} este intensitatea medie a curentului în A/mm².

Deşi timpul de funcţionare în regimul de scurtcircuit este extrem de scurt, urmările sînt grave datorită slabei intensităţi a procesului de evacuare a căldurii de pe suprafaţa înfăşurărilor în mediul înconjurător [5].

Între conductorii prin care trece curentul în sensuri contrare, cum se întîmplă în cazul scurtcircuitului, iau naştere eforturi mecanice cu caracter periodic variabil, care întind înfăşurarea exterioară şi comprimă pe cea interioară. De asemenea spirele aceleiaşi înfăşurării sînt comprimate în înălţime.

Forţa normală maximă $F_{x\,max}$ care tinde să rupă înfăşurarea exterioară se determină cu relaţia:

$$F_{x\,max} = 148\, k_1^2 \frac{k_2 S}{u_{sc} \cdot f \cdot d}.$$

unde:

K_1 şi K_2 sînt coeficienţii dependenţi de construcţia transformatorului,
f — frecvenţa reţelei;
d — distanţa între înfăşurări.

Din relaţiile prezentate, rezultă clar efectul favorabil pentru solicitările termice şi electrodinamice în transformatorul locomotivei, al unei tensiuni de scurtcircuit mai ridicate.

Mărirea tensiunii de scurtcircuit a transformatoarelor de pe locomotivele electrice este atît de importantă încît s-au efectuat numeroase cercetări finalizate prin construirea unor transformatoare la care printr-o construcţie şi dispoziţie specială a înfăşurărilor s-a obţinut o creştere a reactanţei de 1,5 ori în regim de scurtcircuit, în timp ce reactanţa în regim de sarcină normală a rămas în limitele obişnuite, neafectînd astfel nici factorul de putere al locomotivei [6].

Concluzii şi propuneri

Stabilirea cît mai precisă a valorii curenţilor de scurtcircuit prezintă o importanţă practică deosebită în dimensionarea instalaţiei de redresare a locomotivelor electrice, cu importante consecinţe economice.

— Dimensionarea optimă a instalaţiei de redresare de pe locomotiva electrică trebuie

făcută tratînd într-un tot unitar sistemul de electroalimentare şi locomotivă.

— Valoarea curenţilor de scurtcircuit, de care depinde numărul necesar de diode în paralel, şi soluţia de protecţie a redresorului este determinată de reactanţa totală a circuitului de electroalimentare şi a locomotivei.

— Optimizarea reactanţei transformatorului de pe locomotiva electrică are efecte economice şi de exploatare atît de importante încît este indicat ca ea să fie de urgenţă cercetată.

— De menţionat tendinţa spre realizarea unor construcţii speciale de transformatoare care să prezinte reactanţe ridicate în regimul tranzitoriu de scurtcircuit şi reactanţe mai reduse în regimul de sarcină normală al redresoarelor.

O îmbunătăţire a parametrilor întregei instalaţii se poate obţine şi prin trecerea de la 6 blocuri de redresare, la 2 sau 3 blocuri.

De subliniat că toate construcţiile moderne de locomotive electrice evită protecţia redresoarelor prin scurtcircuitoare, aceasta din considerente de fiabilitate şi economice.

Întrucît datorită structurii complexe a tracţiunii electrice (sistem energetic, substaţii de tracţiune, linii de contact, locomotivă), calculul exact al curenţilor de scurtcircuit nu este posibil, apare indicată determinarea lor pe cale experimentală.

Din analiza prezentată şi pe baza experimentărilor propuse rezultă că pentru locomotivele electrice CoCo ce se fabrică în industria noastră, este raţional să se efectueze, următoarele măsuri de optimizare a instalaţiei de redresare [8], [9].

— Renunţarea la toate scurtcircuitoarele de pe locomotive simultan cu menţinerea a 4 diode legate în paralel, la locomotivele de fabricaţie viitoare.

— Renunţarea la cele 6 scurtcircuitoare, în valoare de 200 000 lei pentru o locomotivă, cu menţinerea a 4 diode în paralel, la o producţie de 40 locomotive pe an, permite realizarea unei economii anuale de circa 8 milioane lei (import relaţia vest).

— Dacă experimentările vor arăta că excluderea scurtcircuitoarelor este posibilă fără modificări importante, aceasta să se aplice şi locomotivelor existente în parc.

— Reproiectarea transformatorului locomotivei electrice pentru a fi adus la parametrii optimi.

Bibliografie

[1] *Ciortan*, P. Alimentarea cu energie a căilor ferate electrificate. CDPT Bucureşti, 1967.

[2] *Ansberg, G.A.* Perehodnîe proţesî v silovîh ţepiah electrovozov peremenogo toka. In: Trudî LIIJT, vîpusk 193. Transjeldorizdat, 1962.

[3] *Meyer, W.* Die 4 000 kW — Lokomotiven der Jugoslawischen Eisenbahnen für 50 Hz, 25 kV Fahrdrahtspannung. In: Elektrische Bahnen, nr. 6, iunie, 1969, p. 124—134.

[4] *Nouvion, F.* Les techniques de l'électrification ferroviaire, vol. III. Société française des électriciens, école superieure d'électricité, Paris 1964,

[5] *Pietrovski, L.M.* Maşini electrice. Bucureşti, Ed. energetică de stat 1953.

[6] *Zaharevici. S.V.* Vlianie tipa obmotok transformatora na avarîinie regimî. In: Izvestia Academii Nauc SSSR, Energhetica i transport, nr. 1, 1970.

[7] *Iudiţkii S.B.* ş.a. Kremnevîe ventili. Moscova, Energia, 1968.

[8] *Baltac, Th.* şi *Ciortan P.* Unele probleme privind dimensionarea instalaţiei de redresare de pe locomotiva electrică 060EA CFR. Sesiunea de comunicări ştiinţifice a Institutului politehnic — Bucureşti, mai 1969.

[9] *Baltac, Th., Ciortan, P.* şi *Banu, C.* Optimizarea instalaţiei de redresare de pe locomotiva electrică 060 EA. Sesiunea de comunicări ştiinţifice a Institutului politehnic Bucureşti, mai 1970.

[10] x x x Poluprovodniki ih primenenie v electrotehnike. Trudî Akademii Nauk Lat. SSR Riga, 1962.

Intrat în redacţie la 27.IV 1970

Studiul şi calculul schemelor electrice cu punţi redresoare asimetrice în serie, pentru locomotive electrice

AUREL NEGREANU * — Timişoara

CZ 621.335.2 : 621.314.6 : 621.331.3 .4.001.24

1. Schema echivalentă a circuitului de forţă

Prin neglijarea curentului de magnetizare, transformatorul se presupune ideal. Inductivităţile de dispersie ale înfăşurărilor transformatorului, se consideră în serie cu inductivităţile principale. Motorul de tracţiune se echivalează cu tensiunea electromotoare care ia naştere în indus, iar inductivitatea lui se include în inductivitatea bobinei de netezire din circuitul redresat. Ca urmare a valorilor relativ mici, rezistenţele active şi căderile de tensiune din redresoarele în stare conducătoare, se neglieză.

Cu aceste consideraţii, schema echivalentă complexă a circuitului de forţă cu punţi redresoare asimetrice în serie, este reprezentată în figura 1. În schemă apare un singur motor şi trei punţi. Secundarul transformatorului s-a considerat divizat în trei sectoare egale, pentru fiecare motor de tracţiune.

* Dr. ing. *A. Negreanu* este conferenţiar la Institutul politehnic — Timişoara.

Ecuația de tensiuni pentru primarul transformatorului, după figura 1, este :

$$U_m \sin x = e_p + X_{pd} \frac{di_p}{dx}. \quad (1)$$

unde :

U_m este amplitudinea tensiunii primarului transformatorului ;

x = ωt ; ω fiind pulsația curentului ;

e_p — t.e.m. din primarul transformatorului ;

X_{pd} = ωL_{pd} ; L_{pd} fiind inductivitatea de dispersie a înfășurării primare ;

i_p — valoarea instantanee a curentului din primar.

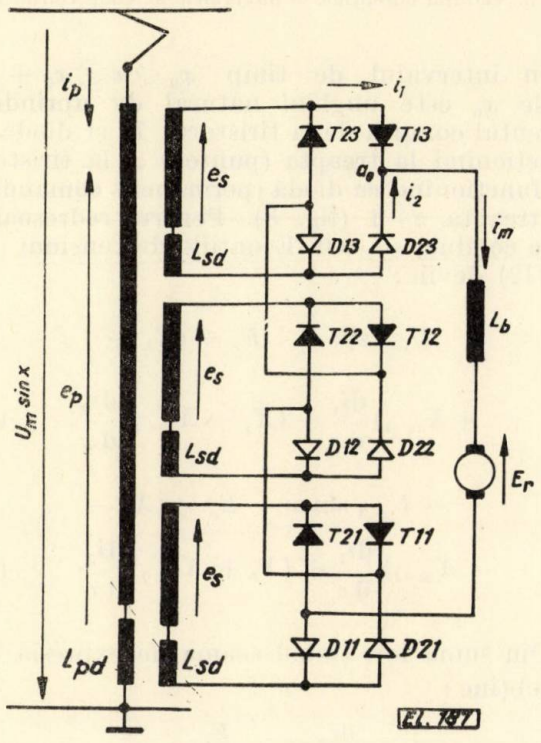


Fig. 1. Schema echivalentă complexă.

Pentru cele două alternanțe ale curentului, ecuațiile de tensiuni ale circuitelor formate din înfășurările secundare, ramurile punților redresoare, bobina de netezire, motor de tracțiune, sînt :

$$z e_s - E_r - 2zu_d = z X_{sd} \frac{d}{dx}(i_1 - i_2) + X_b \frac{di_m}{dx}; \quad (2)$$

$$-ze_s = E_r - 2zu_d = z X_{sd} \frac{d}{dx}(i_2 - i_1) + X_b \frac{di_m}{dx}, \quad (3)$$

unde :

z este numărul de sectoare active ale secundarului transformatorului introduse în circuitul motorului prin comanda tiristoarelor T a punților ;

e_s — t.e.m. dintr-un sector al secundarului ;

E_r — t.e.m. de rotire din indusul motorului de tracțiune ;

u_d — valoarea instantanee a tensiunii la grupul de redresoare de pe un braț al punților ;

$X_{sd} = \omega L_{sd}$ — reactanța de dispersie a unui sector al secundarului ;

i_1 și i_2 — valorile instantanee ale curenților anodici ;

i_m — valoarea instantanee a curentului redresat ;

$X_b = \omega L_b$ — reactanța bobinei de netezire.

Pentru nodul a_0 (fig. 1) :

$$i_m = i_1 + i_2. \quad (4)$$

Curentul prin secundarul transformatorului este :

$$i_s = i_1 - i_2. \quad (5)$$

Între tensiuni, curenți și raportul de transformare, există următoarele relații :

$$\frac{e_p}{e_s} = k ; \frac{e_p}{ze_s} = \frac{k}{z} = k_z ; \frac{i_p}{i_s} = \frac{i_p}{i_1 - i_2} = \frac{1}{k_z} = \frac{z}{k}, \quad (6)$$

de unde rezultă :

$$e_p = k e_s \text{ sau } e_p = z k_z e_s ; i_p = \frac{i_1 - i_2}{k_z} = z \frac{i_1 - i_2}{k}. \quad (7)$$

Introducînd expresia (7) în relația (1), se obține :

$$U_m \sin x = z k_z e_s + \frac{X_{pd}}{k_z} \frac{d}{dx}(i_1 - i_2), \quad (8)$$

sau, ținînd seama de relațiile (2) și (4) :

$$U_m \sin x = k_z \left[E_r + 2zu_r + z X_{sd} \frac{d}{dx}(i_1 - i_2) + \right.$$

$$\left. + X_b \frac{d}{dx}(i_1 + i_2) \right] + \frac{X_{pd}}{k_z} \frac{d}{dx}(i_1 - i_2). \quad (9)$$

Prin transformări, se ajunge la expresia:

$$\frac{U_m}{k_z}\sin x - E_r - 2zu_d = \left(X_b + z\,X_{sd} + \frac{X_{pd}}{k_z^2}\right)\frac{di_1}{dx} + \left(X_b - z\,X_{sd} - \frac{X_{pd}}{k_z^2}\right)\frac{di_2}{dx}. \quad (10)$$

Notînd: $\frac{U_m}{k_z} = U_z$ sau $\frac{U_m}{U} = k$, ceea ce reprezintă amplitudinea transformată a tensiunii primare,

și $\left(z\,X_{sd} + \frac{X_{pd}}{k_z^2}\right) = z\left(X_{sd} + z\,\frac{X_{pd}}{k^2}\right) = X_{dz}$ —

inductivitatea de dispersie transformată,

se obține ecuația diferențială în curenți anodici:

$$U_z \sin x - E_r - 2zu_d = (X_b + X_{dz})\frac{di_1}{dx} + (X_b - X_{dz})\frac{di_2}{dx}. \quad (11)$$

Procedînd la fel cu ecuația (3), corespunzătoare celeilalte alternanțe, se obține:

$$-U_z \sin x - E_r - 2zu_d = (X_b - X_{dz})\frac{di_1}{dx} + (X_b + X_{dz})\frac{di_2}{dx}. \quad (12)$$

După relațiile (11) și (12), rezultă schema echivalentă simplificată din figura 2, cu raportul de transformare 1.

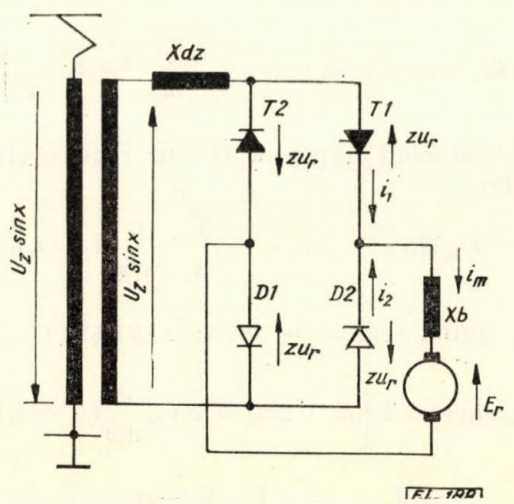


Fig. 2. Schema echivalentă simplificată.

2. Soluțiile ecuațiilor diferențiale în curenți anodici

În fiecare semiperioadă, se disting patru intervale de timp $1_0 \ldots 4_0$ (figura 3). Se consideră reglarea la treapta z, prin variația unghiului de aprindere y.

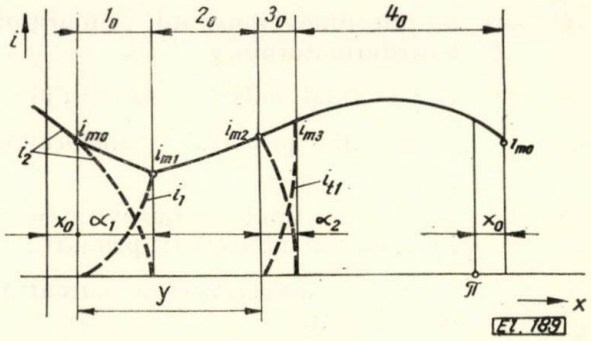


Fig. 3. Variația curenților în intervalele de timp considerate.

În intervalul de timp $x_0 \leqslant x \leqslant x_0 + \alpha_1$, unde x_0 este unghiul natural de aprindere, curentul comută de la tiristorul T_2 și dioda D_2 funcționînd la treapta (puntea) z, la tiristorul T_1 funcționînd ca diodă (permanent comandat), la treapta $z-1$ (fig. 3). Pentru redresoarele care conduc, $u_r = 0$. Ecuațiile de tensiuni (11) și (12) devin:

$$U_{z-1} \sin x - E_r = (X_b + X_{dz-1})\frac{di_1}{dx} + (X_b - X_{dz-1})\frac{di_2}{dx}; \quad (13)$$

$$-U_{z-1} \sin x - E_r = (X_b - X_{dz-1})\frac{di_1}{dx} + (X_b + X_{dz-1})\frac{di_2}{dx}. \quad (14)$$

Din suma lor, ținînd seama de expresia (4), se obține:

$$\frac{di_m}{dx} = -\frac{E_r}{X_b}. \quad (15)$$

Prin integrare, cu condițiile inițiale $i_m = i_{m0}$ la $x = x_0$ (fig. 3), rezultă expresia curentului prin motor și bobina de netezire (valabilă pentru acest interval):

$$i_m = i_{m0} - \frac{E_r}{X_b}(x - x_0) = i_1 + i_2. \quad (16)$$

Cu condițiile de la sfîrșitul intervalului, $i_m = i_{m1}$ la $x = x_0 + \alpha_1$:

$$i_{m1} - i_{m0} = -\frac{E_r\,\alpha_1}{X_b}. \quad (17)$$

Din diferența ecuațiilor (13) și (14) ținînd seama de (5), se obține:

$$\frac{di_s}{dx} = \frac{U_{z-1}}{X_{dz-1}} \sin x. \tag{18}$$

Prin integrare, cu condițiile inițiale $i_s = i_1 - i_2 = -i_2 = -i_{m0}$, rezultă expresia curentului prin secundarul transformatorului:

$$i_s = -i_{m0} - \frac{U_{z-1}}{X_{dz-1}} (\cos x - \cos x_0) = i_1 - i_2. \tag{19}$$

Cu condițiile finale $i_s = i_1 - i_2 = i_1 = i_{m1}$ la $x = x_0 + \alpha_1$, se obține:

$$i_{m1} + i_{m0} = -\frac{U_{z-1}}{X_{dz-1}} [\cos (x_0 + \alpha_1) - \cos x_0]. \tag{20}$$

Din suma și diferența expresiilor (16) și (19), rezultă relațiile de calcul ale valorilor instantanee ale curenților anodici pentru redresoarele punților $1 \ldots (z-1)$:

$$i_1 = -\frac{E_r}{2X_b}(x - x_0) - \frac{U_{z-1}}{2X_{dz-1}} (\cos x - \cos x_0) \tag{21}$$

$$i_2 = +i_{m0} - \frac{E_r}{2X_b}(x - x_0) + \frac{U_{z-1}}{2X_{dz-1}} (\cos x - \cos x_0). \tag{22}$$

La sfîrșitul intervalului $i_2 = 0$, la $x = x_0 + \alpha_1$, de unde rezultă;

$$i_{m0} = \frac{E_r}{2X_b} \alpha_1 - \frac{U_{z-1}}{2X_{dz-1}} [\cos (x_0 + \alpha_1) - \cos x_0] \tag{23}$$

Expresia curentului prin tiristorul T_1 din puntea z, care încetează să conducă în intervalul de timp $x_0 \leqslant x \leqslant x_0 + \alpha_1$, rezultă din ecuația de tensiuni a sectorului z scurtcircuitat al secundarului:

$$(U_z - U_{z-1}) \sin x = -(X_{dz} - X_{dz-1}) \frac{di_{t2}}{dx} \tag{24}$$

sau

$$\frac{di_{t2}}{dx} = -\frac{U_z - U_{z-1}}{X_{dz} - X_{dz-1}} \sin x. \tag{25}$$

Prin integrare și cu condițiile inițiale $i_{t1} = i_{m0}$ la $x = x_0$, se obține:

$$i_{t2} = i_{m0} + \frac{U_z - U_{z-1}}{X_{dz} - X_{dz-1}} (\cos x - \cos x_0). \tag{26}$$

Cînd curentul încetează, $i_t = 0$ la $x = x_0 + \alpha_{1t}$, rezultă:

$$-i_{m0} = \frac{U_z - U_{z-1}}{X_{dz} - X_{dz-1}} [\cos (x_0 + \alpha_{1t}) - \cos x_0]$$

sau

$$-i_{m0} = \frac{U}{X_d} [\cos (x_0 + \alpha_{1t}) - \cos x_0]. \tag{27}$$

În intervalul $x_0 + \alpha_1 \leqslant x \leqslant x_0 + y$, conduc numai redresoarele T_1 și D_1 din puntea $(z-1)$. Este valabilă ecuația (11), în care $i_2 = 0$ și $i_1 = i_m$:

$$U_{z-1} \sin x - E_r = (X_b + X_{dz-1}) \frac{di_m}{dx} \tag{28}$$

sau

$$\frac{di_m}{dx} = \frac{1}{X_b + X_{dz-1}} (U_{z-1} \sin x - E_r). \tag{29}$$

Prin integrare, cu condițiile inițiale $i_m = i_{m1}$ la $x = x_0 + \alpha_1$, se obține expresia curentului prin motor și redresoare:

$$i_m = i_{m1} - \frac{1}{X_b + X_{dz-1}} \Big\{ U_{z-1} [\cos x - \cos (x_0 + \alpha_1)] + E_r [x - (x_0 + \alpha_1)] \Big\}. \tag{30}$$

Cu condițiile finale $i_m = i_{m2}$ la $x = x_0 + y$, rezultă:

$$i_{m2} - i_{m1} = -\frac{U_{z-1}}{X_b + X_{dz-1}} \Big[\cos (x_0 + y) - \cos (x_0 + \alpha_1) + \frac{E_r}{U_{z-1}} (y - \alpha_1) \Big]. \tag{31}$$

În intervalul $x_0 + y \leqslant x \leqslant x_0 + y + \alpha_2$, curentul trece de la dioda D_2 a punții $(z-1)$ la tiristorul T_1 al punții z. Fiind tot alternanța pozitivă, deci $i_2 = 0$ și $i_1 = i_m$, iar tensiunea aplicată U_{z-1}, ecuația de tensiuni (11), este:

$$U_{z-1} \sin x - E_r = (X_b + X_{dz-1}) \frac{di_m}{dx}, \tag{32}$$

sau

$$\frac{di_m}{dx} = \frac{1}{X_b + X_{dz-1}} (U_{z-1} \sin x - E_r). \tag{33}$$

Prin integrare, și cu condițiile inițiale $i_m = i_{m2}$ la $x = x_0 + y$, se obține expresia curentului prin motor, bobină și sectoarele secundarului pînă la $z - 1$ inclusiv:

$$i_m = i_{m2} - \frac{U_{z-1}}{X_b + X_{dz-1}} \Big[\cos x - \cos (x_0 + y) + \frac{E_r}{U_{z-1}} (x - x_0 - y) \Big]. \tag{34}$$

Cu condițiile finale $i_m = i_{m3}$ la $x = x_0 + y + \alpha_2$, se obține:

$$i_{m3} - i_{m2} = -\frac{U_{z-1}}{X_b + X_{dz-1}}\left[\cos(x_0 + y + \alpha_2) - \cos(x_0 + y) + \frac{E_r}{U_{z-1}}\alpha_2\right]. \quad (35)$$

La comanda tiristorului T_1 din puntea z, în circuitul activ se introduce sectorul z al secundarului transformatorului. Ecuația de tensiuni pentru acest sector scurtcircuitat prin tiristorul T_1 și dioda D_2, este:

$$(U_z - U_{z-1})\sin x = (X_{dz} - X_{dz-1})\frac{di_{t1}}{dx} \quad (36)$$

sau

$$\frac{di_{t1}}{dx} = \frac{U_z - U_{z-1}}{X_{dz} - X_{dz-1}}\sin x. \quad (37)$$

De fapt i_{t1} este și curentul care ia naștere în tiristorul T_1 (și sectorul z). Prin integrare și cu condițiile inițiale se obține:

$$i_{t1} = -\frac{U_z - U_{z-1}}{X_{dz} - X_{dz-1}}[\cos x - \cos(x_0 + y)]. \quad (38)$$

La sfîrșitul intervalului, $i_t = i_{m3}$ la $x = x_0 + y + \alpha_2$, rezultă:

$$i_{m3} = -\frac{U_z - U_{z-1}}{X_{dz} - X_{dz-1}}[\cos(x_0 + y + \alpha_2) - \cos(x_0 + y)]$$

sau

$$i_{m3} = -\frac{U}{X_d}[\cos(x_0 + y + \alpha_2) - \cos(x_0 + y)]. \quad (39)$$

Pentru calcule aproximative, considerînd variația liniară a curentului i_{t1}, α_2 avînd o valoare mică, dezvoltînd $\cos(x_0 + y + \alpha_2)$ din relația (39) rezultă:

$$i_{m3} = \frac{U}{X_d}\alpha_2 \sin(x_0 + y). \quad (40)$$

Expresia curentului prin dioda D_2, rezultă din diferența expresiilor (34) și (38).
În intervalul $x_0 + y + \alpha_2 \leqslant x \leqslant x_0 + \pi$, conduc tiristoarele T_1 și diodele D_1 din toate cele z punți comandate; deci $i_2 = 0$ și $i_1 = i_m$. Ecuația de tensiuni (11) rămîne sub aceeași formă:

$$U_z \sin x - E_r = (X_b + X_{dz})\frac{di_m}{dx}, \quad (41)$$

sau

$$\frac{di_m}{dx} = \frac{1}{X_b + X_{dz}}(U_z \sin x - E_r). \quad (42)$$

Prin integrare, cu condițiile inițiale $i_m = i_{m3}$ la $x = x_0 + y + \alpha_2$, se obține expresia curentului prin redresoare, secundar, bobină de netezire și motor:

$$i_m = i_{m3} - \frac{U_z}{X_b + X_{dz}}\left[\cos x - \cos(x_0 + y + \alpha_2) + \frac{E_r}{U_z}(x - x_0 - y - \alpha_2)\right]. \quad (43)$$

Cu condițiile finale $i_m = i_{m0}$ la $x = x_0 + \pi$:

$$i_{m0} - i_{m3} = \frac{U_z}{X_b + X_{dz}}\left[[\cos x_0 + \cos(x_0 + y + \alpha_2) - \frac{E_r}{U_z}(\pi - y - \alpha_2)\right]. \quad (44)$$

3. Determinarea parametrilor de calcul

Relațiile de calcul determinate, se pot utiliza dacă se cunosc valorile mărimilor: x_0; α_1; α_2; i_{m0}; i_{m1}; i_{m2} și i_{m3}.
Pentru calculul lui x_0 considerînd intervalul $x_0 \leqslant x \leqslant x_0 + \alpha_1$, în care curentul i_1 prin tiristorul T_1 crește de la 0 la i_{m1}, ca urmare a inductivităților din circuit, în momentul x_0, $di_1/dx = 0$. Din expresia (21) rezultă:

$$\left.\frac{di_1}{dx}\right|_{x=x_0} = -\frac{E_r}{2X_b} + \left.\frac{U_{z-1}}{2X_{dz-1}}\sin x\right|_{x=x_0} = 0,$$

de unde

$$\sin x_0 = \frac{E_r}{U_{z-1}}\frac{X_{dz-1}}{X_b}. \quad (45)$$

Pentru calculul celorlalte mărimi, se folosește sistemul de ecuații (17), (20), (23), (31), (35), (39) și (44). Sistemul se rezolvă dificil, de aceea se recurge la încercări. Unghiul de comutație α_2 este mic. Pentru primele încercări, α_2 se determină din ecuația rezultată din egalarea relațiilor (39) și (40).

4. Calculul tensiunilor

Tensiunea la bornele bobinei de netezire este:

$$u_b = -L_b\frac{di_m}{dt} = -X_b\frac{di_m}{dx}, \quad (46)$$

Valorile lui di_m/dx se iau din expresiile (15), (29), (33) și (42), corespunzătoare celor patru intervale considerate. Cu acestea se obțin următoarele relații de calcul:

— intervalul $x_0 \leqslant x \leqslant x_0 + \alpha_1$

$$u_b = +E_r; \quad (47)$$

— intervalul $x_0 + \alpha_1 \leqslant x \leqslant x_0 + y + \alpha_2$

$$u_b = -\frac{X_b}{X_b + X_{dz-1}} (U_{z-1} \sin x - E_t); \quad (48)$$

— intervalul $x_0 + y + \alpha_2 \leqslant x \leqslant x_0 + \pi$

$$u_b = -\frac{X}{X_b + X_{dz}} (U_z \sin x - E_r). \quad (49)$$

Tensiunea redresată, la bornele bobină-motor, este dată de relaţia :

$$u_r = E_r - u_b \quad (50)$$

Variaţia tensiunilor, este reprezentată în figura 4.

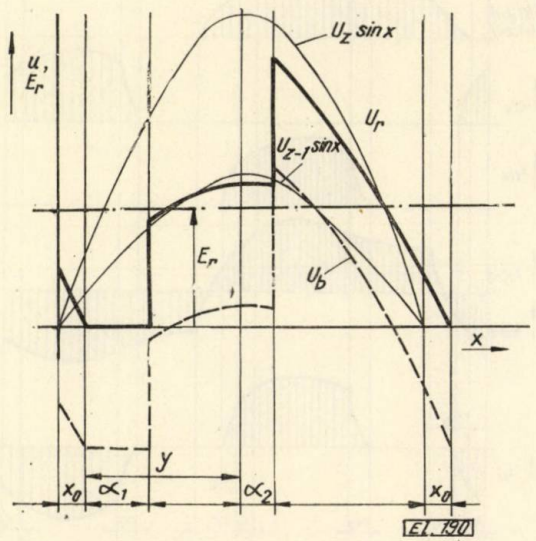


Fig. 4. Variaţia tensiunilor la bobina de netezire şi redresată.

Tensiunea redresată, reprezintă tensiunea inversă aplicată redresoarelor din circuitele active.

5. Expresiile de calcul în valori relative.

Pentru studiul condiţiilor de funcţionare a schemelor, fără a ţine seama de valorile reale ale mărimilor, se utilizează expresiile în valori relative. Introducînd notaţiile :

$$I_{sc} = \frac{U}{X_d}; \quad k_x = \frac{X_b}{X_d} \text{ şi } k_e = \frac{E_r}{U}, \quad (51)$$

se studiază funcţionarea în funcţie de raportul reactanţelor k_x şi raportul k_e a t.e.m. de rotaţie la amplitudinea tensiunii.

În aceste notaţii, U este amplitudinea tensiunii raportate la un sector al secundarului ($U_z = z\,U$), iar $X_d = \left(X_{sd} + \frac{X_{pd}}{k^2} \right)$ reprezintă reactanţa echivalentă de dispersie, raportată la un sector al secundarului.
Ca urmare a valorii mari a lui $k(\approx 25/0{,}2)$, se poate considera $X_{dz} \approx z X_d$ (vezi notaţiile de după relaţia 10).
Pentru curenţi, raportarea se face la $I_{sc} = U/X_d$ (rel. 51).

Intervalul $x_0 \leqslant x \leqslant x_0 + \alpha_1$

Curentul prin bobina de netezire şi motor, după relaţia (16), este :

$$i_{mr} = i_{or} - \frac{k_e}{k_x} (x - x_0), \quad (52)$$

unde :

$$i_{mr} = \frac{i_m}{I_{sc}} \text{ şi } i_{or} = \frac{i_{m0}}{I_{sc}}.$$

Curentul prin secundarul transformatorului, după relaţia (19), are expresia :

$$i_{sr} = -i_{or} - \cos x + \cos x_0. \quad (53)$$

Curenţii anodici, după relaţiile (21) şi (22), au expresiile :

$$i_{1rr} = -\frac{k_e}{2k_x} (x - x_0) - \frac{1}{2} (\cos x - \cos x_0) \quad (54)$$

$$i_{2rr} = i_{0r} - \frac{k_e}{2k_x} (x - x_0) + \frac{1}{2} (\cos x - \cos x_0) \quad (55)$$

Intervalul $x_0 + \alpha_1 \leqslant x \leqslant x_0 + y$

După relaţia (30), expresia curentului devine :

$$i_{mr} = i_{1r} - \frac{z-1}{z-1+k_x} [\cos x - \cos (x_0 + \alpha_1) + k_e (x - x_0 - \alpha_1)]. \quad (56)$$

Intervalul $x_0 + y \leqslant x \leqslant x_0 + y + \alpha_2$

Expresia curentului prin bobină şi motor, după relaţia (34), devine :

$$i_{mr} = i_{2r} - \frac{z-1}{z-1+k_x} [\cos x - \cos (x_0 + y) + k_e (x - x_0 - y)]. \quad (57)$$

După relaţia (38), expresia curentului prin tiristorul comandat de la treapta următoare devine :

$$i_{1r} = -\cos x + \cos (x_0 + y). \quad (58)$$

Intervalul $x_0 + y + \alpha_2 \leqslant x \leqslant x_0 + \pi$

Curentul din motor, după relația (43), este dat de expresia:

$$i_{mr} = i_{3r} - \frac{z}{z + k_x}[\cos x - \cos(x_0 + y + \alpha_2) + k_e(x - x_0 - y - \alpha_2)]. \quad (59)$$

Pentru determinarea celorlalte mărimi, expresiile (45), (17). (20), (23), (31), (35), (39) și (44) devin:

$$\sin x_0 = \frac{k_e}{k_x} \quad (60)$$

$$i_{1r} - i_{0r} = -\frac{k_e}{k_x}\alpha_1 \quad (61)$$

$$i_{1r} + i_{0r} = -\cos(x_0 + \alpha_1) + \cos x_0 \quad (62)$$

$$i_{0r} = \frac{k_e}{2k_x}\alpha_1 - \frac{1}{2}[\cos(x_0 + \alpha_1) - \cos x_0] \quad (63)$$

$$i_{2r} - i_{1r} = -\frac{z-1}{z-1+k_x}[\cos(x_0 + y) - \cos(x_0 + \alpha_1) + k_e(y - \alpha_1)] \quad (64)$$

$$i_{3r} - i_{2r} = -\frac{z-1}{z-1+k_x}[\cos(x_0 + y + \alpha_2) - \cos(x_0 + y) + k_e\alpha_2] \quad (65)$$

$$i_{3r} = -\cos(x_0 + y + \alpha_2) + \cos(x_0 + y) \quad (66)$$

$$i_{0r} - i_{3r} = \frac{z}{z + k_x}[\cos x_0 + \cos(x_0 + y + \alpha_2) - k_e(\pi - y - \alpha_2). \quad (67)$$

Dacă tensiunile se raportează la U, relațiile (47), (48) și (49) devin

$$u_{br} = +k_e \quad (68)$$

$$u_{br} = -\frac{k_x}{k_x + z - 1}[(z-1)\sin x - k_e], \quad (69)$$

respectiv

$$u_b = -\frac{k_x}{k_x + z}(z \sin x - k_e). \quad (70)$$

Dînd diferite valori coeficienților de reactanțe k_x și de tensiuni k_e, se pot analiza condițiile de funcționare.

În figura 5 sînt reprezentate variațiile tensiunilor și curenților în diferitele elemente componente ale circuitului de forță.

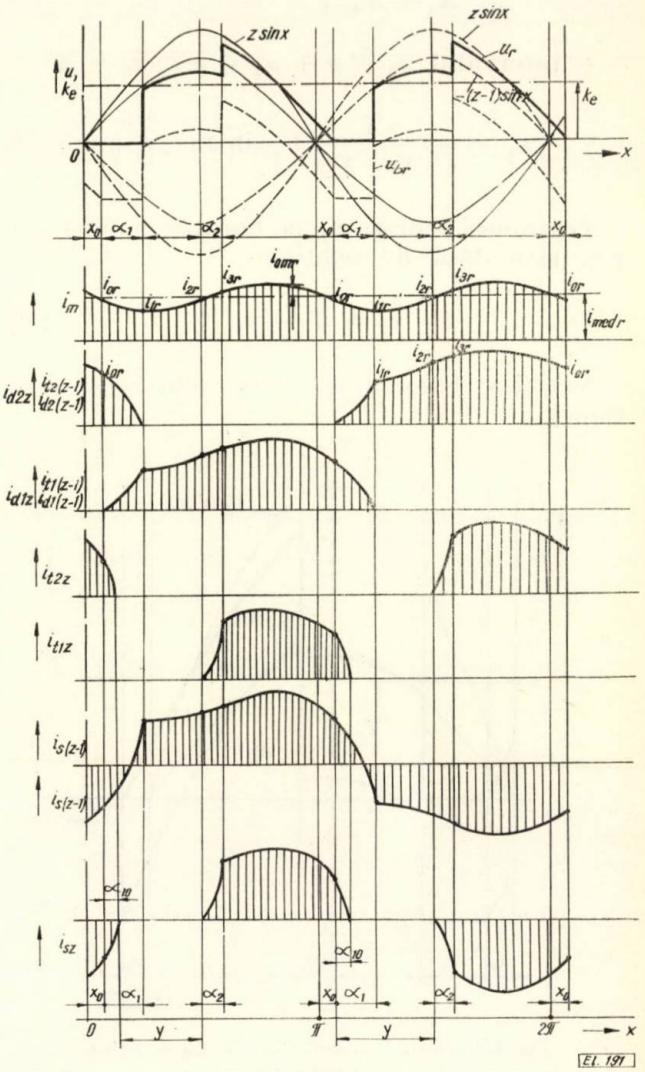


Fig. 5. Variația tensiunilor și curenților în elementele componente ale circuitului de forță.

6. Calculul valorilor efective ale curenților

Valorile efective ale curenților prin elementele componente ale circuitului de forță, motoare de tracțiune, bobină de netezire, diode, tiristoare, înfășurările transformatorului, se calculează mai simplu, considerînd pentru fiecare interval de timp, expresiile corespunzătoare. Timpii de funcționare rezultă din figura 5.

Dezvoltarea în serii Fourier complică foarte mult lucrurile, fără a mări precizia calculului.

Pentru un calcul simplificat a valorii efective a curentului prin motor, se poate considera curentul redresat ca format din curentul mediu $I_{med} = (I_{max} + I_{min})/2$ și o componentă sinusoidală cu frecvența dublă și amplitudinea $I_{am} = (I_{max} - I_{min})/2$.

Notînd pulsația curentului:

$$s_i = \frac{I_{am}}{I_{med}} = \frac{\sqrt{2} I_{aef}}{I_{med}}, \tag{71}$$

rezultă

$$I_{aef} = \frac{s_i}{\sqrt{2}} I_{med}. \tag{72}$$

Cu acestea, valoarea efectivă a curentului redresat se poate calcula cu expresia:

$$I_{ef} = I_{med}^2 + I_{aef}^2 = I_{med} \sqrt{1 + \frac{s_i^2}{2}} \tag{73}$$

sau dezvoltînd în serie termenul de sub radical, deoarece $s_i < 1$:

$$I_{ef} = I_{med} \left(1 + \frac{s_i^2}{4} \right). \tag{74}$$

7. Expresiile de calcul, în cazul inductivității infinite a bobinei de netezire

Considerînd $L_b = \infty$, curentul prin motor va fi complet netezit. Studiul este mai ușor de urmărit folosind expresiile, în valori relative, de la capitolul 5, Cu relația (51), rezultă $k_x = \infty$. Într-adevăr, considerînd relațiile (52), (56), (57), (59) și altele, rezultă valoarea constantă a curentului prin motor:

$$i_{mr} = i_{0r} = i_{1r} = i_{2r} = i_{3r}. \tag{75}$$

Din relația (60), se obține $x_0 = 0$.

În intervalele de conducere naturală, $\alpha_1 \leqslant x \leqslant y$ și $y + \alpha_2 \leqslant x \leqslant \pi$, curenții prin secundar, primar și redresoare sînt de forma curentului prin motor.

În primul interval de comutație, $0 \leqslant x \leqslant \alpha_1$, valoarea curentului prin secundarul transformatorului, după expresia (53), se calculează cu relația

$$i_{sr} = - i_{0r} - \cos x + 1. \tag{76}$$

Iar curenții anodici, după expresiile (54) și (55), cu relațiile:

$$i_{1rr} = - \frac{1}{2} (\cos x - 1) \tag{77}$$

$$i_{2rr} = \frac{1}{2} (\cos x - 1). \tag{78}$$

În al doilea interval de comutație, $y \leqslant x \leqslant y + \alpha_2$, curentul prin tiristorul comandat, după relația (58), are expresia:

$$i_{t1r} = - \cos x + \cos y. \tag{79}$$

Tensiunea la bornele bobinei de netezire, apare numai în intervalul $0 \leqslant x \leqslant \alpha_1$ și este dată de relația (68).

Aceste relații sînt utile în cazul comparării schemelor electrice de redresare.

Concluzii

Articolul, pune la dispoziția proiectanților relații, pentru calculul solicitărilor elementelor componente ale schemelor electrice cu punți asimetrice în serie (fără contactoare), sau pentru studiul condițiilor optime de funcționare. Pentru studiu, relațiile pot fi utilizate și de cei ce exploatează aceste locomotive.

Sînt prezentate numai unele din multiplele aspecte ale schemelor electrice cu redresoare, și în special cu redresoare comandabile.

Bibliografie

[1] *Holfert, W.* și *Wendt, W.* Strom und Spannungsverhältnisse von Zweiphasen-Gleichrichterschaltungen bei endlicher Glättung und bei Beachtung der Anwendung für Gleichrichterlokomotiven. In: Elektrie, nr. 6, 1969, p. 198–205.

[2] *Negreanu, A.* Metodă de studiu și calculul circuitelor de forță ale locomotivelor electrice cu tiristoare și circuite tampon. In: Buletinul științific și tehnic IPT, 1970.

Intrat în redacție la 12.01.1971

RECENZII

CZ 621.3.004.64

M. RYCHTERA. **Deteriorarea echipamentului electric în medii nefavorabile** — (Deterioration of Electrical Equipment in Adverse Environments). Praga, Publishing House of the Czechoslovak Academy of Sciences, 1970, 189 pag.

Lucrarea de faţă este prima încercare, în literatura tehnică mondială, de a organiza teoretic problemele foarte complicate şi aparent incomprehensibile ale influenţei agenţilor climatici asupra echipamentului electric. Autorul ei, dr. ing. M. Rychtera, este o autoritate în materie, fiind conducătorul unui mare departament de cercetări din cadrul Institutului de cercetări electrotehnice din Praga iar activitatea sa axîndu-se în special pe studiul acţiunii climatice asupra echipamentului electric.

Rezultatele autorului sînt bazate pe datele obţinute într-o lungă perioadă de experimentări efectuate atît în laboratoare cît şi în cîmpul staţiilor de cercetare plasate în diferite zone climatice (multe din ele la tropice), în mine şi pe suprafeţe cu un grad de poluare atmosferică anormal de ridicat. D. ing. M. Rychtera a avut astfel colectate informaţii despre comportarea echipamentului electric în cadrul experimentărilor efectuate într-o mulţime de condiţii climatice diferite, pretutindeni în lume.

Cele patru părţi ale cărţii sînt dezvoltate pe cuprinsul a 189 de pagini. Principalele probleme tratate sînt :

1. *Analiza efectului acţiunii climatice asupra echipamentului electric.* În cadrul acestei părţi se fac consideraţii asupra : factorilor climatici mai importanţi, variaţiei şi modului de acţionare al acestora (alternativ, simultan), valorilor critice ale factorilor climatici decisivi, duratei relative a proceselor de deteriorare ; ultimele două paragrafe încearcă o clasificare a proceselor de deteriorare şi tratarea matematică a acţiunilor climatice.

2. *Clasificarea acţiunii climatice asupra echipamentului electric.* După o prezentare a modurilor de clasificare, se analizează deteriorarea echipamentului electric prin : încălzire sau răcire excesivă, îmbătrînire, variaţia temperaturii atmosferice, coroziune, absorbţia şi desorbţia apei, reacţii fotochimice, abraziunea şi sedimentarea prafului şi nisipului. O particularitate a acestei părţi a lucrării o constituie modul de a privi, prin prisma prognozei, efectul acţiunii climatice asupra echipamentului electric.

3. *Modelarea acţiunii climatice.* Această parte tratează principiile generale ale simulării şi testării acţiunii climatice. Sînt abordate succint testările atmosferice în condiţii naturale, metodele de tratare, în laborator, cu ajutorul modelelor climatice reduse (aplicarea unui singur proces de deteriorare) şi al celor care folosesc un model climatic complex, precum şi metodele testării indirecte.

4. *Prognoza deteriorării echipamentului electric sub influenţa factorilor atmosferici.* În ultima parte autorul stabileşte gradul de periclitate al deteriorării echipamentului electric acţiunea atmosferei în diferite zone bine determinate din Africa, Australia, Europa şi America.

În încheiere, un supliment este afectat planşelor, tabelelor şi hărţilor.

Cartea este scrisă într-un stil lucid şi este copios ilustrată cu diagrame explicative. Sînt date numeroase aplicaţii numerice iar o mare parte a rezultatelor experimentale obţinute sînt prezentate sub formă de tabele pentru a facilita informarea. Datele de importanţă geografică sînt folositor expuse în formă cartografică iar cele peste 150 referiri bibliografice sînt date eşalonat, la sfîrşitul fiecărei părţi a lucrării.

Această interesantă şi unică carte va ajuta în mod deosebit pe inginerii electrotehnicieni interesaţi în aprecierea efectelor acţiunii mediului ambiant asupra materialelor şi echipamentelor electrotehnice.

Ing. *Gr. Curiac*

CZ 681.31 .32

A. PETRESCU. **Calculatoare automate şi programare** — Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1971.

Această lucrare prezintă dispozitivele şi metodele folosite în cadrul tehnicilor actuale de calcul analogic, numeric şi hibrid. Ea a fost concepută spre a servi drept manual studenţilor Facultăţii de automatică dar este utilă tuturor inginerilor electrotehnicieni care utilizează tehnicile mai sus menţionate, permiţîndu-le alegerea celei mai potrivite căi pentru rezolvarea problemelor practice, prin luarea în consideraţie a unor cerinţe ca : precizia, viteza de calcul, preţul de cost etc.

În ce priveşte forma de prezentare, lucrarea cuprinde cinci părţi care totalizează 41 de capitole.

În partea I, Calculatoare analogice (cuprinzînd 11 capitole), după o introducere în tehnica analogică de calcul, privind metodele şi mijloacele tehnice utilizate, sînt prezentate elementele operaţionale liniare ale calculatoarelor analogice, soluţionarea ecuaţiilor diferenţiale, modelarea funcţiilor de transfer, generarea funcţiilor analitice, amplificatoare operaţionale, erorile elementelor operaţionale, elementele operaţionale neliniare şi structura unui sistem de calcul analogic. Pentru cîteva cazuri se dau exemple de modelare cu ajutorul calculatoarelor analogice.

În partea a II-a, Caculatoare numerice (cuprinzînd 11 capitole), după o prezentare introductivă a aplicaţiilor şi evoluţiei calculatoarelor numerice, sînt expuse sistemele de numeraţie folosite în calculatoare, elemente de logică matematică, operaţii aritmetice, circuite logice, elemente funcţionale, memorii, maşini elementare, unitatea de comandă, unităţile de intrare-ieşire şi sistemul de întreruperi. Se prezintă, de asemenea, şi proiectarea structurală a unui calculator elementar.

În partea a III-a, Programarea calculatoarelor numerice (cuprinzînd 11 capitole), după expunerea obiectivelor şi conţinutului programării calculatoarelor numerice, sînt analizate diagramele bloc (organigramele), sistemele de instrucţiuni utilizate în calculatoare, limbajele şi programele de asamblare, programarea elementară, subrutinele, programele de serviciu, limbajele ALGOL 60, FORTRAN IV, sortarea datelor şi prelucrarea listelor. Scopul materialului prezentat este de a da cunoştinţele necesare privind programarea într-un limbaj apropiat de cel al calculatoarelor (limbaj de asamblare), precum şi în limbajele evoluate (ALGOL, 60, FORTRAN IV), prezentîndu-se numeroase exemple.

În partea a IV-a, Sisteme hibride de calcul (cuprinzînd 4 capitole), sînt prezentate diverse tipuri de convertoare (numeric-analogice şi analog-numerice), utilizările elementelor logice în calculatoarele analogice, sistemele de calcul realizate din calculatoare numerice cuplate cu calculatoare analogice şi analizoarele diferenţiale numerice.

În partea a V-a, Utilizarea calculatoarelor pentru conducerea proceselor industriale (cuprinzînd 4 capitole), sînt expuse particularităţile calculatoarelor folosite pentru controlul şi conducerea proceselor industriale, utilizarea calculatoarelor în controlul centralizat, funcţionarea în buclă închisă şi sisteme ierarhizate pentru conducerea proceselor industriale.

În concluzie, datorită caracterului ei de îndrumar teoretic şi practic, recomandăm această lucrare tuturor inginerilor electrotehnicieni, cît şi fizicienilor care utilizează calculatorul în munca de cercetare şi proiectare.

Ing. *Gr. Curiac*

REFERATE

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.026.5

Darrieus G. — **Putere reactivă şi acţiune** (Puissance reactive et action). In: R.G.E. vol **79**, nr. 9, oct 1970, p. 701—707, 2 fig.

Diverse raţiuni, proprii electrodinamicii, impun substituirea noţiunii artificiale şi pur formale de putere reactivă, un fel de virial generalizat, a cărui integrală de timp nu reprezintă decît acţiunea mecanicii şi fizicii teoretice. Sub forma sa primitivă $\varphi \cdot i$ sau $p \cdot q'$, aceasta are ca integrală acţiunea „mopersiană" $\int p\mathrm{d}q$ sau $\int 2\,T\,\mathrm{d}\,t\,(=\int mv\mathrm{d}s)$, care joacă un rol în fizica cuantică, dar care prezintă defectul de a nu fi invarianta relativistă. Nu acesta este cazul cu acţiunea hamiltoniană

$$\int p\mathrm{d}q - W\mathrm{d}t \text{ (sau Wenergie} = T + U) \text{ unde}$$

$\int 2T - (T + U)]\ \mathrm{d}t = \int (T - U)\,\mathrm{d}t$, la care conduce în anumite condiţii forma simetrizată $\frac{1}{2}\,(pq' - qp')$ a virialului, care, în afara semnificaţiei geometrice, prezintă, în electrotehnică avantajul de a elimina funcţia de disipaţie care provine de la rezistenţe. În particular, dacă prezenţa impulsului p în primul termen $p\mathrm{d}q$, al bilanţului acţiunii introduse, poate să fie legat de recunoaşterea existenţei corelative în interiorul sistemului (datorită fluxului de inducţie conţinut de circuitul corespunzător), prezenţa sarcinii q în al doilea termen $q\,\mathrm{d}p$ nu pare să poată fi justificată, cu atît mai mult cu cît eliminarea sa este acceptată în cazul analog al sistemelor mecanice cu variabile ciclice. În acelaşi timp dualitatea manifestă între p şi q care face să rezulte transformările mecanicii analitice, cu invarianţa ecuaţiilor lui Hamilton, sau cele analoage din ecuaţiile lui Maxwell, pe care le subliniază tot mai mult anumite lucrări recente, par să interzică tendinţa de a trata în mod diferit pe p şi q.

T.C.

CZ 621.3.027.89 : 001.891 (73+485)

*** **Programul comun de cercetare americano-suedez, pentru cercetări în domeniul tensiunilor foarte înalte, continuă.** (Joint US/Swedish research on u.h.v to continue) . In: Electrical Review, vol **187**, nr. 25, dec 1970, p. 869.

American Electric Power System şi ASEA-Suedia, au căzut de acord să continue cercetările pentru stabilirea condiţiilor tehnice şi economice ale transportului de energie electrică la tensiuni peste 1 000 kV.

Întregul program va continua încă şase pînă la opt ani şi va costa peste opt milioane de dolari.

Obiectivele celei de-a doua perioadă sînt: continuarea cercetărilor fundamentale de laborator; fabricarea şi încercarea unui transformator de 1500/750 kV; aplicarea rezultatelor obţinute la cercetările efectuate în etapa întîi, la proiectarea structurilor de transport la scara unu la unu; dezvoltarea aparatajului pentru tensiuni foarte înalte; proiectarea unei staţii experimentate ce urmează a fi construită în etapa a treia şi care va permite obţinerea unor tensiuni de lucru pînă la 2250 kV, în vederea încercării echipamentului şi stabilirea recomandărilor de funcţionare, precum şi a coeficienţilor de siguranţă. Studiile din prima etapă au fost axate asupra stabilirii caracteristicilor izolante ale aerului şi materialelor solide şi lichide folosite în construcţia utilajelor (cum ar fi izolaţia transformatoarelor şi reactoarelor), coordonarea izolaţiei, fenomene corona, noi metode de măsură, sensibilitatea şi protecţia sistemelor de foarte înaltă tensiune.

T.C.

CZ 621.313. *Maşini electrice*

CZ 621.313.12.043.3

*** **Rotor cu înfăşurare divizată pentru generator de 500 MW, la încercări** (Divided vinding rotor for 500 MW generator on test). În: Electrical Review, vol. **187**, nr. 25, dec 1970, p. 886.

Creşterea sarcinii reactive în sisteme a determinat dezvoltarea rapidă a generatorului sincron cu rotor cu înfăşurare divizată. În Anglia a fost realizat un turbogenerator de 500 MW cu rotor cu înfăşurare divizată, care este în prezent în încercări de fabrică, la firma C.A. Parsons. Pentru încercări preliminare a fost rebobinat rotorul unui generator de 6,25 MVA, pe care au fost prevăzute trei înfăşurări, una din înfăşurări fiind de rezervă. Una dintre problemele care a fost cercetată este creşterea importantă de temperatură la capetele statorului cînd maşina absoarbe putere reactivă. Maşina de 6,25 MVA a fost realizată numai pentru scopuri experimentale, pe cînd maşina de 500 MW a fost executată pentru funcţionare normală, trebuind să prezinte aceeaşi siguranţă în funcţionare ca şi maşinile de tip convenţional. Rotorul a fost proiectat iar distribuţia bobinelor între cele două înfăşurări a fost astfel concepută, încît curentul maxim de excitaţie, la orice sarcină ca şi la factorul de putere capacitiv nominal, să nu depăşească cu mult pe cel atins în maşinile de tip convenţional. O altă problemă apare din faptul că în cele două înfăşurări pot circula curenţi diferiţi şi prin urmare încălzirile pot fi foarte diferite. Datorită încălzirilor diferite pot apare solicitări în izolaţie şi defectarea diverselor părţi ale înfăşurărilor.

Răcirea cu apă a rotorului va reduce riscul încălzirii diferenţiale în înfăşurările divizate. Existenţa a două înfăşurări separate, fiecare avînd sistemul propriu de alimentare, creşte gradul de siguranţă în exploatare în comparaţie cu maşina convenţională.

T.C.

CZ 621.314.2 *Transformatoare*

CZ 621.314.223.064.1.001.4

Hofer, P. **Încercări de scurtcircuit efectuate în iunie 1968 asupra unui autotransformator de 300 MVA de tip în manta** (Essais de court-circuit effectués en juin 1968 sur un autotransformateur de 300 MVA de type cuirassé). In: R.G.E., vol. **79**, nr. 7, iul-aug 1970, p. 567—571, 6 fig.

Aparatul încercat a fost al doilea dintr-o serie de şase unităţi avînd o putere de 300 MVA, raportul 400/237 sau 380/225. Nivelele de izolaţie de bază sînt 1425 kV pe partea de înaltă tensiune, 900 kV pentru media tensiune şi 170 kV pentru terţiar. Aparatul este de tip cuirasat (în manta), cu înfăşurări alternate şi cuvă clopot. Greutatea de transport este 207 tone, din care 37 tone ulei. Pentru verificarea stabilităţii la scurtcircuit, în cursul celor patru serii de încercări efectuate, au fost determinate solicitările, reactanţele de scăpări înainte şi după fiecare serie de încercări, au fost măsurate vibraţiile, iar pentru control vizual autotransformatorul a fost demontat, după efectuarea încercărilor dielectrice. La demontare au fost scoase înfăşurările, iar galeţii au fost examinaţi unul cîte unul. Examenul a arătat că nici galeţii şi nici legăturile, prizele şi conexiunile între galeţi n-au suferit în urma încercărilor. Singurele afectate au fost legăturile înfăşurării terţiare pentru care s-au luat măsuri de consolidare.

Încercările efectuate şi rezultatele obţinute au permis să se tragă concluzia că studiile pe modele, pe elementele de bobinaj şi determinarea cîmpurilor magnetice prin metode analogice prezintă un grad suficient de siguranţă pentru realizarea unei construcţii robuste. Astfel, aceste experienţe, care n-au mai fost realizate pe aparate atît de importante şi care nu pot avea decît un caracter excepţional, din raţiuni evidente de cost, au asigurat o bază solidă tehnicii transformatoarelor şi au adus o contribuţie importantă la progresul acestei industrii.

T.C.

CZ 621.315.6 ***Materiale izolante***

CZ 621.3.027.89 : 621.315.61

Cliff, S.J. **Coordonarea izolaţiei echipamentului de înaltă tensiune** (Insulation coordination of high voltage equipment). In: Electrical Review, vol. **187**, nr. 25, dec 1970, p. 880—882, 2 fig. 2 tab.

În 1954 a fost publicată recomandarea de coordonarea izolaţiei pentru echipament peste un 1 kV şi pînă la 300 kV. Nivelele de izolaţie au fost bazate pe tensiunile de ţinere la impuls 1,2/50 μs şi tensiunile de ţinere la frecvenţă industrială. Valorile erau bazate pe o experienţă de serviciu satisfăcătoare în acel moment, precum şi pe dispozitivele de protecţie disponibile, cum ar fi descărcătoarele. Cu trecerea timpului tensiunile sistemelor au crescut, iar nivelele de izolaţie au fost reduse, ca rezultat al experienţei şi îmbunătăţirilor obţinute la caracteristicile dispozitvelor de protecţie. Aceste schimbări s-au reflectat în diverse ediţii ale IEC 71, ultima fiind a patra ediţie, publicată în 1967. Pentru tensiuni între 100 şi 765 kV a fost elaborată o nouă recomandare CEI care în prezent circulă la toate comitetele naţionale, pentru aprobare. Actualele propuneri se referă numai la izolaţia fază-pămînt, condiţiile pentru izolaţia fază-fază fiind încă în studiu şi se aplică tuturor echipamentelor, inclusiv cablurile cu excepţia liniilor aeriene. Pentru stabilirea probabilităţilor supratensiunilor în serviciu, cu un număr redus de încercări, se admite o distribuţie Gaussiană şi tensiuni de încercare ce corespund unei probabilităţi de ţinere de 90%. Pentru verificarea ţinerii la impuls sînt recomandate trei forme de încercare la impuls, încercarea de 50% descărcări, încercarea de ţinere la 15 impulsuri; încercarea de ţinere la impuls convenţională. Aceste încercări sînt încercări de tip, pentru echipamentul de exterior încercarea la impuls 1,2/50 μs făcîndu-se în stare uscată, iar în stare umedă cu undă 250/2500 μs. Pentru tensiuni între 300 şi 765 kV criteriul de stabilitate rămîne comportarea la supratensiuni de comutaţie. Pentru tensiuni peste 300 kV încercarea cu tensiune de frecvenţă industrială îşi pierde sensul, aşa cum se aplică în vechiul sistem. In prezent se recomandă reducerea tensiunii de încercare, mărirea duratei de încercare şi introducerea măsurătorii de descărcări parţiale. Pentru verificarea comportării izolaţiei exterioare în mediu poluant s-au introdus metodele de încercare cu ceaţă sărată şi cu poluant solid preaplicat, umezit cu apă curată.

T.C.

CZ 621.315.2 : 621.315.61

Palandri, G. **Izolaţia internă: Cabluri** (Isolamento interno: cavi). In: L'Elecltrotecnica, vol. **LVII**, nr. 10, oct. 1970, p. 616—624, 8 fig., 2 tab.

Dintre izolaţiile combinate, asociaţia ulei-hîrtie s-a dovedit una dintre cele mai fericite, cu toate că a fost realizată întîmplător. Substanţele de impregnare sînt bitumurile, uleiurile, minerale şi amestecurile de uleiuri minerale şi răşini. Mai recent au fost introduse uleiurile sintetice dintre care se remarcă trei categorii principale: polibutenice, alchilbenzenice şi halogenatele. Prin hîrtie se înţelege cea produsă din fibre de celuloză din care s-a îndepărtat lignina şi au fost spălate cu apă deionizată. Hîrtia din fibre sintetice e obiectul cercetărilor dar rezultatele nu sînt încă încurajatoare. Proprietăţile electrice ale hîrtiei impregnate sînt determinate atît de proprietăţile hîrtiei cît şi de ale lichidului de impregnare. Filmele sau benzile din material plastic nu au căpătat încă o aplicare industrială în tehnica cablurilor, cu toate că au unele calităţi interesante. Dintre filmele din plastic pot fi indicate ca reuşite polietilena, polipropilena, policarbonaţii şi polifenil oxizii. Dintre gaze se menţionează azotul şi hexafluorura de sulf. În mod experimental polietilena a fost utilizată în Franţa pentru cabluri avînd tensiuni pînă la 220 kV. Dintre materialele cu întărire la cald, în ordinea apariţiei, se indică răşinile bachelitice şi răşinile melaminice. În prezent cele mai importante răşini pentru industria cablurilor sînt răşinile epoxidice. Aceste răşini sînt rezultatul reacţiei dintre bisfenol şi epiclorhidrină. Agenţi întăritori sînt anhidridele organice (ftalice, maleice etc.) Inconvenientul răşinilor epoxidice pentru utilizarea în aer, este absorbţia de umiditate, din care cauză sînt indicate pentru utilizarea în ulei. O categorie importantă de izolanţi cu întărire la cald o formează elastomerii: polimerii reticulaţi, co-polimeri reticulaţi şi terpolimeri reticulaţi. Printre uleiurile sintetice se disting trei categorii importante: polibutenice, alchilbenzenice şi halogenate. Dintre izolanţi gazoşi se utilizează azotul uscat şi comprimat şi hexafluorură de sulf comprimată.

T.C.

CZ 621.365.9 : 621.389

Holliday, H.I. **Încălzire de putere mare prin raze electronice cu descărcare strălucitoare** (High power heating by glow discharge electron beams). In: Electrical Review, vol. **187**, nr. 25, dec 1970, p. 875—879, 9. fig.

Pistolul cu descărcare strălucitoare este prevăzut cu catod rece, care poate produce pînă la zece electroni secundari pentru fiecare ion. Aceşti electroni, acceleraţi de cîmpul catodic trec printr-un orificiu din anod şi se lovesc de ţinta care poate fi plasată la o distanţă de 10—300 mm de anod. La energii peste 3 KeV traiectoriile electronilor sînt puţin influenţate de prezenţa gazului şi depind practic integral de liniile de cîmp din zona catodului. Puterea ce poate fi concentrată într-o singură rază, obţinută de la un singur catod, este de 30 kW. Acest pistol poate fi utilizat pentru sudură, tăierea metalelor şi substanţelor ceramice. S-au obţinut concentrări de putere de 10^{10} W/m^2. Cu un astfel de tip de pistol se pot obţine, de asemenea, acoperiri, recoaceri şi materiale sinterizate în foi. Randamentul instalaţiei depinde de numărul de electroni secundari produşi de fiecare ion incident la catod. Din acest punct de vedere aluminiul este un bun material pentru catod. Randamentul total al unui pistol de sudură cu rază de electroni este de ordinul a 75%. Pot fi definite două domenii de aplicare. În primul domeniu raza de electroni este focalizată pentru a se concentra asupra unei regiuni specifice a piesei de sudat, densitatea puterii fiind 10^9—10^{12} W/m^2. În cel de-al doilea domeniu se cere o rază de electroni de secţiune mare, pentru a realiza un flux de căldură uniform. Densităţile de putere necesare sînt de ordinul 10^6 W/m^2, pe suprafeţe de 0,1 m^2 sau mai mult.

T.C.

CRONICĂ

Cea de-a XIV-a sesiune științifică de comunicări la Institutul politehnic — București consacrată semicentenarului Partidului Comunist Român

În zilele de 10 și 11 aprilie a.c. a avut loc o sesiune festivă de comunicări închinată sărbătoririi semicentenarului P.C.R. Pe cuprinsul celor XXXIII secții de specialitate s-au prezentat peste 660 lucrări științifice rod al muncii corpului didactic dedicat sărbătoririi a cincizeci de ani de la înființarea Partidului Comunist Român.

Sesiunea de comunicări a prilejuit un schimb fructuos de idei între cadrele didactice pe de o parte și specialiștii din producție pe de altă parte. Din discuțiile purtate a rezultat că legătura între școală și producție se dezvoltă pe o linie ascendentă. Ambele părți au de cîștigat din acest contact și schimb de opinii. Nivelul ridicat al lucrărilor prezentate, calitatea cercetărilor, aplicabilitatea temelor tratate, concizіunea expunerilor și bogăția discuțiilor a arătat că se dispune de un valoros corp de specialiști din învățămînt și producție care pot și trebuie să contribuie la realizarea practică a soluțiilor optime de construire a noilor obiective din actualul cincinal. Ca o tendință pregnantă se remarcă la marea majoritate a lucrărilor justificarea cercetării sub aspect tehnico-economic și sublinierea aspectelor care contribuie la organizarea optimă a producției. În ceea mai mare parte a comunicărilor se constată dezvoltarea aspectelor noi din punct de vedere matematic, fizic și tehnic. Experimentările se realizează prin intermediul calculațiilor efectuate la mașinile electronice cifrice sau analogice, iar economiile se deduc prin aplicarea criteriilor de eficiență cu care lucrează cercetarea operațională și teoria optimizării. O grupă specială de teme se referă la teoria și practica conducerii activităților productive și la organizarea rațională a proceselor de producție. Comunicările prezentate în sesiune sînt realizate fie pe bază de contract cu producția fie că fac obiectul unor convenții practice între diverse institute de învățămînt-cercetare-proiectare sau întreprinderi productive. Lucrările cu caracter aplicativ sau de cercetare fundamentală sînt elaborate de colective de cadre didactice în colaborare cu specialiștii din producție. Un aport deosebit îl aduc tinerii doctori ingineri și doctoranzi împreună cu cadrele didactice care au efectuat stadii de specializare în țară sau peste hotare.

În majoritate, lucrările științifice, au părți interesante care fie că se pot aplica imediat în proiectarea și realizarea instalațiilor fie că deschid orizonturi noi în cercetare și fixează reperele de aplicare a teoriei în practica construirii socialismului în anii care vin. Comunicările științifice atestă modul în care se pot rezolva o serie de probleme și precizează diverse aspecte prin care gîndirea economisește munca. Schimbul de păreri, dinamismul ideilor aduse în discuție, controversele pentru elucidarea adevărului științific, evidențierea aspectelor esențiale ale noilor teorii și contribuțiile dezvoltate în diferite lucrări cu caracter original arată potențialul de cercetare de care dispune Institutul Politehnic și atestă puterea de creație a cadrelor didactice tinere și vîrstnice. Aceste realizări științifice pe terenul teoriei și practicii este închinat aniversării semicentenarului Partidului Comunist Român făuritorul și conducătorul noii societăți în Republica Socialistă România.

Dintre cele 660 de lucrări științifice, prezentate la nivelul institutului, 70 de comunicări au caracter electrotehnic. Lucrările înscrise în program în specialitățile mașinii electrice aparate și măsuri electrice și în domeniile conexe se referă la următoarele comunicări :

1. „Teoreme de unicitate pentru regimuri variabile ale cîmpului electromagnetic" de *R. Răduleț, A. Timotin* și *A. Țugulea.*
2. „Utilizarea funcțiilor generalizate în teoria cîmpurilor" de *R. Răduleț* și *I. Ciric.*
3. „Interacțiunea corpurilor magnetizate permanent cu cîmpul magnetic exterior" de *A. Timotin* și *I. Ciric.*
4. „Funcția green pentru studiul cîmpurilor poissoniene în medii eterogene" de *I. Ciric.*
5. „Scheme echivalente ale instalației de formare electromagnetică" de *C. Fluerașu.*
6. „Probleme de ecranare electromagnetică a mediilor feromagnetice" de *N. Cristea.*
7. „Formele de dezvoltare pentru răspunsul sistemelor liniare în regim periodic nesinusoidal" de *M. Vasiliu.*
8. „Linia lungă ca limita unui lanț de cuadripoli" de *I. S. Antoniu* și *L. Constantinescu.*
9. „Despre măsurarea fluxului magnetic al bobinelor" de *A. Moraru.*
10. „Aspecte privind măsurarea curenților intenși cu variație rapidă" de *V. Hortopan.*
11. „Modele fizice de analiză a regimului deformant din sistemele electrice" de *I. S. Antoniu, M. Leon* și *R. Tuduce.*
12. „Parametrii tranzitorii ai unor diode semiconductoare" de *M. F. G. Tomescu.*
13. „Parametrii longitudinali și atenuarea unuor linii unifilare într-o galerie, cu întoarcere prin pămînt" de *Gh. Costache.*
14. „Contribuții teoretice privind măsurarea unor mărimi energetice în regim nesinusoidal" de *I. Tofan* și *A. Amuzescu.*
15. „O metodă de determinare a ecuațiilor de stare a circuitelor electrice" de *M. Preda, I. Marcovici, I. Breazu.*
16. „Regimurile tranzitorii ale rețelelor electrice cu parametrii uniform repartizați și concentrați" de *F. Manea.*
17. „Determinarea regimurilor de funcționare cu transfer maxim de putere sau transfer de putere cu randament maxim al circuitelor electrice" de *F. Spinei.*
18. „Modelarea pătrunderii cîmpului magnetic într-o tolă feromagnetică pe un calculator analogic" de *F. Spinei* și *M. A. Necula.*
19. „Metoda de calcul a pierderilor prin curenți turbionari în tolele din material feromagnetic" de *H. Gavrilă.*
20. „Algoritm privind cercetarea, proiectarea, montajul și exploatarea instalațiilor energetice pe baza conceptelor de fiabilitate-calitate-eficiență" de *A. Carabulea* și *I. D. Stăncescu.*
21. „Regulatoare numerice pentru procese cu timp mort" de *Gh. Tunsoiu.*
22. „Mărimi universale și mărimi determinante în teoria mașinilor electrice de curent continuu" de *L. Constantinescu* și *M. Ionescu.*
23. „Studiul comportării staționare a motorului universal cu colector pentru diferite sisteme de comandă" de *L. Constantinescu* și *M. Ionescu.*
24. „Dispozitiv pentru măsurarea turațiilor aleatoare pentru detectarea brumului mecanic" de *L. Constantinescu* și *I. Mihuț.*
25. „Calculul triplorului feromagnetic de frecvență cu trei miezuri de *A. Crăciunescu* și *C. Ghiță.*
26. „Studiul influenței coeficientului de transformare asupra comportării mașinii universale cu colector" de *S. Cănescu* și *M. Tigler.*
27. „Realizarea unui generator de armonici de putere pentru studiul în regim deformant al aparatelor electrice de măsurat" de *C. Lazarovici* și *S. Sișmanian.*
28. „Determinarea experimentală a forței de atracție la electromagneți monofazați" de *P. Dinculescu.*
29. „Construirea schemelor echivalente ale condensatoarelor cu dielectrici cu pierderi" de *A. Ifrim* și *P. Notingher.*
30. „Determinarea experimentală și prelucrarea analitică a caracteristicilor magnetice ale motorului electromagnetic" de *A. Moraru.*
31. „Contribuții privind perfecționarea motorului asincron de 7,5 kW produs la F.M.E.P." de *L. Togui, M. Covrig* și *I. Bestea.*
32. „Refularea curentului în barele înalte așezate în crestăturile mașinilor electrice" de *C. Bălă.*
33. „Contribuții la realizarea în R.S.R. a contoarelor trifazate de energie activă cu suprasarcină folosind circuitele magnetice ale contoarelor aflate în fabricație" de *C. Iliescu, C. Lazarovici* și *B. Pantelimon.*

34. „Contribuții la realizarea contoarelor de energie electrică pentru 60 Hz folosind elementele constructive ale contoarelor de fabricație curentă pentru 50 Hz" de *C. Iliescu* și *C. Vlaicu.*

35. „Stadiul sensibilității punții Maxwell-Wien" de *M. Ionescu.*

36. „Contribuții privind coeficientul de saturație și eroarea transformatoarelor de curent în regim de supracurent" de *P. Manolescu.*

37. „Contribuții la exploatarea proprietăților electrice fundamentale ale organismelor vii" de *C. Golovanov, Th. Dănilă* și *I. F. Dumitrescu,* de la centrul de studii al Ministerului chimiei.

38. „Asupra preciziei de măsurare a energiei în circuite monofazate în regim deformant cu contoare de inducție" de *C. Golovanov.*

39. „Studiul teoretic și experimental al funcționării aparatelor de măsurat cu redresoare în regim deformant" de *C. Golovanov* și *I. Buzdughină.*

40. „Studiul experimental asupra mărimii energiei în rețelele trifazate în regim deformant" de *C. Golovanov, Al. Seliski, Gh. Vătămanu, S. Barba* de la I. R. E. Argeș și *E. Alexandru,* de la IDEB.

41. „Metoda pentru măsurarea unei tensiuni alternative sinusoidale" de *P. Săndulescu* de la I. P. A. București.

42. „Oscilator multifuncțional" de *Ov. Dragomirescu.*

43. „Dispozitiv de siguranță transistoriat pentru locomotiva electrică (LDE) și diesel hidraulic (LDA)" de *D. Popescu* și *M. Biterfeld* de la uzina Electroaparataj.

44. „Teoria amplificatoarelor de curent mediu cu transistoare alimentate în curent alternativ" de *C. Pantelimon.*

46. „Redresor stabilizat transistorizat de *S. Bîrcă — Gălățeanu.*

47. „Tahometru electronic" de *M. Stoian.*

48. „Generator de caractere și consolă pentru dialogul om-calculator" de *Petre Dimo* și *A. Gayraud* de la I.C.pentru electronică și tehnica de calcul și *N. Popovici.*

49. „Stabilirea unei matrici de incidență corespunzătoare unei rețele de cuadripoli" de *A. Arie* și *H. Criscui* de la *I. C.* Electroenergetice.

50. „Modelul matematic al unui sistem electric reglat" de *H. Lazăr.*

51. „Considerații cu privire la fiabilitatea schemelor punte folosite în sistemul tehnic" de *P. Buhuș.*

52. „Calculul nesimetriilor" de *E. Potolea* și *C. Toader.*

53. „Șocurile de putere activă în sistemele energetice moderne" de *I. Iordănescu* și *Gh. Iacobescu.*

54. „Utilizarea programării matematice liniare parțiale în numere întregi la calculul regimului permanent al sistemelor electroenergetice" de *E. Potolea* și *M. Tudose.*

55 „Calculul variației tensiunii reziduale pe barele serviciilor interne ale centralelor electrice de mare putere" de *Al. Selischi.*

56. „Analiza stabilității dinamice a sistemelor electrice prin metoda planului bazelor" de *A. Dabuleanu, L. Pantelimon* și *P. Postolache.*

57. „Reprezentarea pe calculator a mașinii sincrone și a sistemelor de reglare automată a tensiunii pentru studiul proceselor tranzitorii în sistemele electrice" de *L. Pantelimon.*

58. „Asupra utilizării teoriei similitudinii în studiul descărcării coroana de curent alternativ" de *G. Drăgan* și *M. Ungureanu.*

59. „Tendințe actuale privind realizarea transmisiilor electrice pe locomotive diesel de mare putere" de *Al. Popa* și *N. Condacse.*

60. „Contribuții la studiul optimizării regimurilor de funcționare a tracțiunii electrice" de *A. Carabulea* și *Al. Popa.*

61. „Contribuții la stabilirea pe cale experimentală a parametrilor funcționali ai transmisiilor electrice în curent continuu pe locomotive diesel" de *Al. Neagu, S. Tregubleac* și *I. Sebeșan.*

62. „Dimensionarea actuală a echipamentelor de alimentare și pornire electrică a autovehiculelor" de *V. Raicu.*

63. „Generalizarea relațiilor pentru calculul fluxurilor de dispersie interpolare la mașinile electrice cu diverse geometrii de poli gheară" de *V. Raicu.*

64. „Contribuții la studiul optimizării funcționării motorului electric de tracțiune semisuspendat de curent continuu" de *I. Sebeșan.*

65. „Posibilități de sporire a fiabilității electromotoarelor serviciilor auxiliare pe locomotiva 060-EA" de *Th. Baltac* de la I.S.C.T. și *C. Banu.*

66. „Experimentări privind captarea curentului la locomotiva electrică 060-EA de *N. Pașca* și *C. Banu* de la I.S.C. pentru transporturi.

67. „Criterii de clasificare și clasificarea sistemelor de reglare automată a locomotivelor diesel cu transmisie electrică" de *P. Ciortan* de la I. P. Căi Ferate.

68. „Simplificarea circuitelor secundare ale substațiilor de tracțiune electrică" de *P. Ciortan, I. Stavarache* și *E. Mark* de la Institutul de Proiectări Căi Ferate (I.P.C.F.).

69. „Cercetări privind influența temperaturii asupra rezistivității electrice și efectul Hall în telur" de *M. Popescu, A. Aloman, A. Dobre, I. Vișa* și *E. Emil.*

70. „Folosirea cuptoarelor cu inducție la topirea fontei" de *C. Cosneanu* de la I.C.T.C.M.

Diversitatea celor 70 de comunicări din domeniul electrotehnicii teoretice și aplicative arată aria largă de preocupări ale cadrelor didactice atît la catedră cît și în cadrul centrelor de cercetări ce funcționează în cadrul Institutlui Politehnic București. Sfera de activitate a cercetătorilor din școală este mult apropiată de problemele pe care le pune producția. În această idee colaborarea dintre specialiștii din diverse institute de cercetări, proiectări, uzine și cadrele didactice duce la elaborarea de lucrări științifice care înlesnesc stabilirea soluțiilor optime de realizare a producției pe baza conceptelor de calitate-fiabilitate-eficiență.

Dr. ing. *A. Carabulea*

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. Pl. Andronescu; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republici Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil; ing. V. Bunea; ing. V. Ciofu; prof. dr. doc. șt. tehn. V. Corlățeanu; ing. Șt. Grosu; prof. dr. ing. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. Lazaride; conf. dr. ing. D. F. Lăzăroiu; ing. M. Opaschi; ing. A. Popa; prof. ing. Cristiana Popescu; ing. Vl. Popovici; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. Rădulet; ing. R. Vlădoianu.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director: 14.62.67. Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector IV; telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30 060 300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25, c. 2216. *Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.P.D.P. nr. 10/7928/1970*

41 400

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE.

CZ 621.313.001.24

Rácz, I. **Calculul matricial aplicat la maşinile electrice alimentate cu tiristori.** În: Elektrie **24**, nr. 11 nov 1970, p. 386—688, 4 fig.

CZ 621.313.126 : 621.313.322

Abramovitch, M. B. ş.a. **Sistem de excitare a maşinilor sincrone cu un convertor cu condiţie în ambele sensuri.** În: Elektricestvo, nr. 11, 1970, p. 1—11, 4 fig, 17 ref. bibl.

CZ 621.313.13—181.4

Habiger, E. şi *Pohl, W.* **Motoare electrice miniatură. Trecere în revistă pentru utilizare.** În: Elektrie **24**, nr. 12 dec 1970, p. 442—445, 4 fig., 1 tabl.

CZ 621.313.292 : 621.313.32 : 625.23.066

Sieber, B. **Generatori fără perii vagoane de cale ferată.** În: Elektrie **24**, nr. 12, dec 1970, p. 446—447, 5 fig, 3 ref. bibl.

CZ 621.313.32

Tolkachev, A. E. **Circuite echivalente pentru maşinile sincrone.** În · Elektricestvo, nr. 11 nov 1970, p. 19—26, 6 fig., 14 ref. bibl.

CZ 621.313.391 : 621.3.012.1

Sharov, S. V. şi *Mesterin A. V.* **Hodografele curenţilor şi tensiunilor unui motor de inducţie în regim tranzitoriu.** În: Elektricestvo nr. 11, nov 1970, p. 15—19, 2 fig , 4 ref. bibl.

CZ 621.314.235.001.24

Jeltov, K. A. **Asupra teoriei transformatorului de impulsuri de tensiune cu cuplaj strîns şi circuit feromagnetic deschis.** În: Elektricestvo, nr. 11, nov 1970, p. 63—67, 5 fig.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE.

CZ 621.314.57/58

Richter, J. **Proiectarea automată a acţionărilor cu comandă în impulsuri.** În: Elektrie **24**, nr. 11, nov 1970, p. 392—394, 4 fig.

CZ 621.314.572 + 621.314.26

Visochanski, S. V. **Compensarea mutuală a energiei cîmpurilor electromagnetice a unei sarcini multifazice.** În: Elektricestvo nr. 11, nov 1970 p. 39—44, 7 fig, 2 tabl., 4 ref. bibl.

CZ 621.314.6

Naidis, A. U. ş.a. **Analiza circuitelor de putere cu convertoare cu tiristori.** În: Elektricestvo nr. 10, oct 1970, p. 28—35, 2 fig., 1 tabl, 6 ref. bibl.

CZ 621.314.632 : 621.3.071.71

Efremov, S. I. ş.a. **Calculul cîmpului de temperatură nestaţionar al tiristoarelor de putere.** În: Elektricestvo, nr. 10, oct 1970, p. 34—38, 3 fig , 2 ref. bibl.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLE. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII.

CZ 621.315.618.019.3

Becher, W. şi *Massonne, J.* **Contribuţii la descompunerea hexafluorurei de sulf în arcuri şi scînteie electrică.** În: Elektrotech. Z (ETZ—A) **91**, nr. 11, nov 1970, p. 605—610, 5 fig., 3 tabl., 29 ref. bibl.

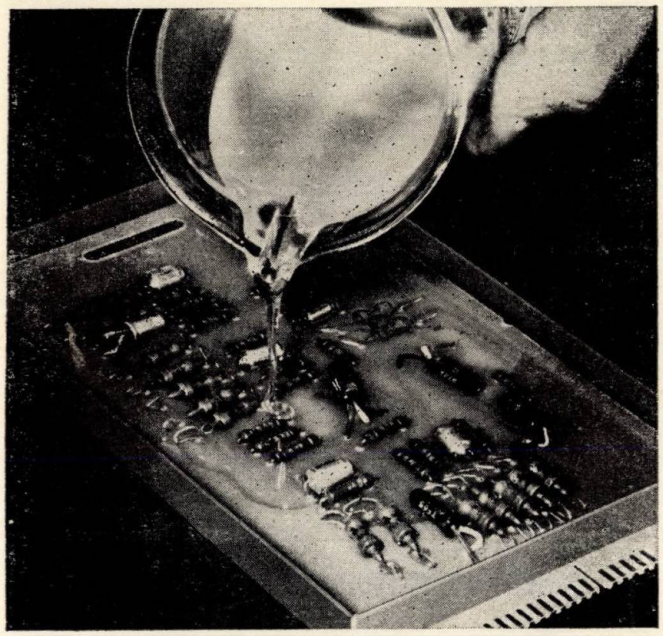
CZ 621.315.623.5 : 621.315.612

Draeger, W. **Utilizarea izolatorilor de ceramică pentru izolarea în aer liber.** În: Elektrotech. Z (ETZ—A) **91**, nr. 9, sept 1970, p. 489—494, 11 fig., 20 ref. bibl.

S4668

Protecţie contra vibraţiilor şi umidităţii

Vibraţiile şi umiditatea influenţează funcţionarea elementelor constructive electronice. Protejaţi deci piesele importante prin SilGel, o substanţă de impregnare din silicon-cauciuc-transparent.



SilGel

are aspectul cauciucului, este rezistent la căldură şi frig, protejează contra apei, prezintă rezistenţă la intemperii şi îmbătrînire, are însuşiri electrice favorabile şi este bun conducător de căldură.

SilGel se poate prelucra uşor şi se solidifică la temperatura mediului ambiant.

Ca materiale netransparente pentru impregnare şi turnare vă recomandăm varietăţile noastre verificate de silicon-cauciuc, care se pot vulcaniza la rece.

Vă stăm cu plăcere la dispoziţie cu sfaturi şi cu prospectele noastre.

WACKER-CHEMIE GMBH

8 München 22, Postfach
Republica Federală a Germaniei

PUBLICOM

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.316 DISTRIBUIREA ENERGIEI ELECTRICE. REȚELE. REDESCHIDEREA ȘI INCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECȚIA APARATELOR ȘI INSTALAȚIILOR.

CZ 621.316.1.015.38

Baatz, H. **Supratensiunile și tehnica rețelelor.** În: Elektrotech. Z (ETZ—A) **91**, nr. 10, oct 1970, p. 569—572, 4 fig. 3 tabl., 7 ref. bibl.

CZ 621.316.5.064.1

Salge, J. și *Pauls, M.* **Organe de cuplaj pentru branșamentul de șunt în circuitele care prezintă o inductivitate importantă.** În · Elektrotech. Z (ETZ—A) **91**, nr. 10, oct 1970, p. 586—587, 2 fig, 10 ref. bibl.

CZ 621.316.13.014.33

Koglin, H. **Metodă de aproximare pentru calculul curentului maxim asimetric de scurteireuit și a curentului asimetric de ruptură.** În · Elektrotech. Z (ETZ—A), **91**, nr. 11, nov 1970, p. 628—631, 9 fig. 5 ref. bibl.

CZ 621.316.14.001.57

Sadek, K. și *Schmidt, H.* **Rezultate obținute recent în domeniul simulării de sisteme numerice pentru transportul în curenți de înaltă tensiune.** În: Elektrotech. Z (ETZ—A) **91**-nr. 11 nov 1970, p. 642—643, 5 fig. 2 ref. bibl.

CZ 621.316.176 : 66 : 665.6/7

Janisch, O. **Rețele industriale, considerații despre realizarea rețelei, în particular pentru industria chimică și industria petrolieră.** În: Elektrotech. Z (ETZ—B), **22** nr. 25, 11 dec 1970, p. 601—602, 1 fig., 1 ref. bibl.

CZ 621.316.9 : 371.66

Winkler, A. **Măsuri de protecție după VDE 0100 - Modele pentru inițiere, pentru demonstrații și pentru exerciții practice.** În: Elektrotech. Z (ETZ—B) **22**, 27 nov 1970, p. 581—583, 4 fig., 15 ref. bibl.

CZ 621.316.96 — 416 : 621.317.333.6

Kunze, R. și *Mark, E.* **Rezistența la găurire a foilor impregnate sintetic, supuse la tensiuni pulsate.** În: Elektrotech Z (ETZ—A) **91**, nr. 11, nov 1970, p. 615—619, 13 fig., 1 tabl 6 ref. bibl.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ.

CZ 621.317.333.6.015.533

Sienknecht, V. **Metode de măsurarea vitezei de creștere a descărcărilor superficiale.** În: Elektrotech. Z (ETZ—A) **91**, nr. 11, nov 1970, p. 613—614, 5 fig., 8 ref. bibl.

CZ 621.317.384.017.8.082.63 : 621.313.017.8

Kron, A. **Metode calorimetrice pentru măsurarea pierderilor în mașinile electrice.** În: Elektrotech. Z (ETZ—A) **91**, nr. 11, nov 1971, p. 593—598, 12 fig. 26 ref. bibl.

CZ 621.319 CONDENSATOARE.

CZ 621.319.4.627.3

Held, W. **Condensatoare pentru tensiuni medii prevăzute cu scurteireuit de înfășurare.** În: Elektrotech. Z (ETZ—A) **91**, nr. 10, oct 1970, p. 573—576, 6 fig., 4 ref. bibl.

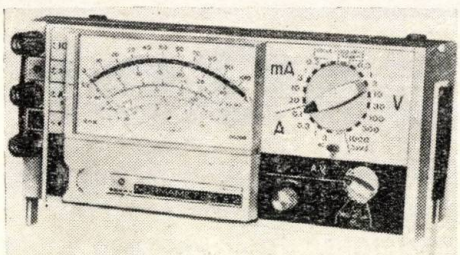
CZ 621.319.4.026 : 621.398.052.63

Guthmann, **Z. Blocajul condensatoarelor de putere.** În: Elecktrotech. Z (ETZ—A) **91**, nr. 9, sept 1970, p. 525, 1 ref. bibl.

CZ 621.319.4.015.015.001.24

Bertinov, I. A. și *Goncharov, V. M.* **Ecuația curbei de încărcare a unui condensator alimentat de o tensiune redresată.** În: Elecktricestvo nr. 10, oct 1970, p. 37—42, 5 fig., 7 ref. bil.

Normameter E2



Instrument cu utilizare multiplă construit după ultimele realizări, pentru electronică și telecomunicații.

Avantaje :

Protecție triplă contra suprasarcinilor
Poziție de utilizare de la orizontală pînă la verticală
Scală luminoasă de 110 mm lungime
54 domenii de măsură alese rațional (1—3—10—30)
Transformator DC interior
Baterii interioare 2 × 1,5V IEC R 14

Limita de măsurat :

Tensiune : 100 mV . . 3 kV — ; 25 kΩ/V
0,3 V . . . 3 kV~ ; 3,16 kΩ/V
Curent : 40 μA . . . 10 A — ; 0,3 mA . . . 10 A~
Rezistență 1Ω . . 50 MΩ
Capacitate : 0,1 . . 50 μF

Precizie :

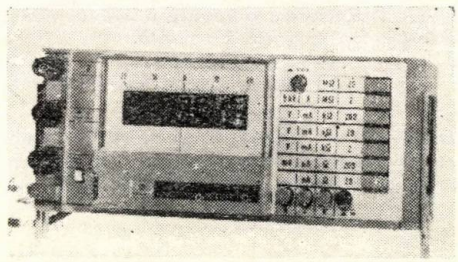
Curent continuu : ± 1% ; Curent alternativ ± 1,5%

NORMA

Fabrik elektrischer Messgeräte
Gesellschaft m.b.H.
A — 1111 Wien, Postfach 88
Fickeysstrasse 1—11

NORMA

Normameter D



Instrument nou digital cu utilizare multiplă pentru măsurarea tensiunilor, curenților și rezistențelor

Avantaje :

Cu blocul cifric este combinat un instrument cu cadrăn astfel încît este posibilă o indicare analogă
Întreruptor de protecție interior
29 domenii de măsurat
Indicarea suprasarcinii în cazul trecerii peste cifra 1999
Indicarea cifrică la 4 tuburi „Nixie" cu arătarea automată a polarității

Limita de măsurat :

Tensiunea : 200 mV . . 2 kV≂
Curent : 20 μA . . 2 A≂
Rezistență : 20 Ω . . 20 MΩ

Impedanța de intrare, în toate domeniile de tensiuni 10 MΩ//40 pF
Căderea de tensiune în toate domeniile curenților : 0,2 V
Timpul de măsurat : *ca.* 2 s
Reținerea valorii măsurate : prin buton
Precizie :

Curent continuu : mai precis decît ± 0,5% ±1 Digit
Curent alternativ : mai precis decît ±1% ±1 Digit

PUBLICOM

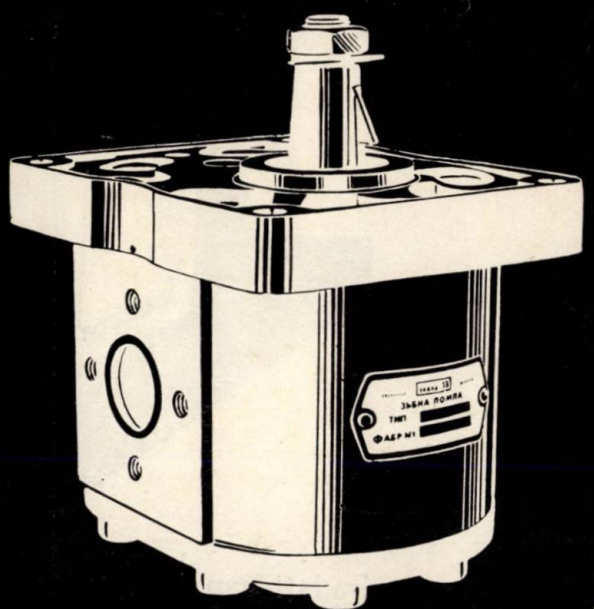
balkancar

SINONIM CU CALITATE SUPERIOARĂ!

Utilaj hidraulic şi pneumatic avînd un cîmp vast de aplicaţii :

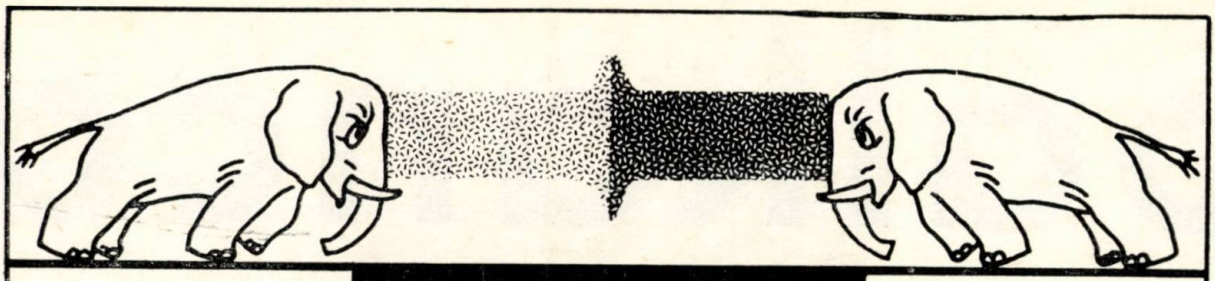
- pompe şi motoare de presiune înaltă sau joasă presiune
- transmisii hidraulice
- vinciuri
- aparate de control şi de reglaj, distribuitoare
- filtre
- instrumente pneumatice de mînă
- dispozitive pneumatice pentru strunguri de metale.

Pentru orice informaţii sau cereri de ofertă detaliată, binevoiţi a vă adresa la :



BALKANCARIMPEX,
Direcţia „Export"
Bulgaria, Sofia
56, str. Alabine
Telex : 022386
Telegrame :Balkancarimpex
Export Sofia

PUBLICOM



Sudați cap la cap fără a risipi energia electrică

cupru — cupru aluminiu — aluminiu

cupru — aluminiu

cu

Mașina de îmbinat la rece

din seria

MSKhS — 20 — 3

Procedeul de sudare la rece se utilizează cu succes pentru îmbinarea firelor și barelor de cupru sau aluminiu ca și a firelor utilizate în tracțiunea electrică. Ca principale avantaje :

— economie de material
— cheltuieli reduse
— randament ridicat
— înalte calități mecanice ale îmbinărilor
— contact electric sigur în zona de îmbinare.

Mașinile sovietice din seria MSKhS concepute în mod special pentru acest procedeu și-au găsit aplicarea în industria electrotehnică, la montarea firelor de aluminiu sau cupru în cadrul lucrărilor de bobinare pentru orice fel de mașini, aparate și dispozitive electrice.

Secțiunea firelor sudate, mm²:

Al + Al 20 ÷ 200
Cu + Cu 20 ÷ 120

Exportator :
V/O „Energomachexport" 35, Str. Mosfilmovskaia, Moscova V—330, U.R.S.S.
Telex : 255 Telegrame : ENERGOMACHEXPORT—MOSCOVA

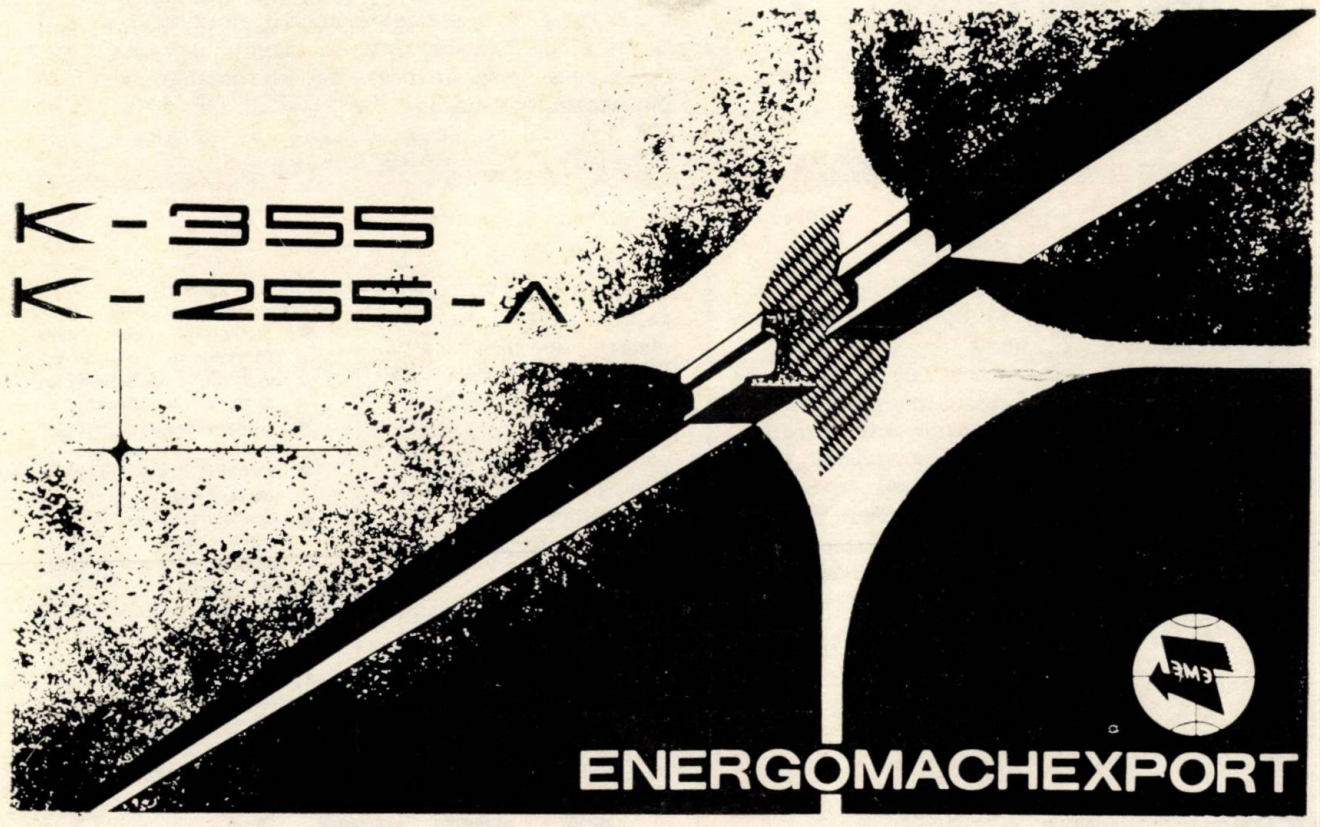
ENERGOMACHEXPORT

PUBLICOM

Dispozitive suspendate pentru sudarea șinelor model K–255 L, K–355

Atît pe cale cît și în stații
Veți obține o îmbinare perfectă a șinelor cu ajutorul dispozitivelor de sudare compacte, cu randament ridicat, model K—255L și K—355. Sudarea se realizează prin metoda fuziunii continue, fără ca extremitățile să necesite vreo pregătire specială. Operația de sudare este complet automatizată cu ajutorul unui dispozitiv de programare cu comandă hidraulică. Dispozitivele K — 255 L și K — 355 sînt destinate pentru sudarea șinelor de 50 și respectiv de 75 kgf/m cu secțiuni de 7 000 și 10 000 mm²
Putere nominală: 120 și 150 kVA
Performanță: 10 ÷ 12 îmbinări pe oră
Un set complet de dispozitive este livrat la cererea clientului.

Exportator :
V/O „Energomachexport"
35, str. Mosfilmovskaia
Moscova V-330, U.R.S.S.
Telex : 255



PUBLICOM

TIRISTORUL DE MARE PUTERE YST 8—01 S

Ne permitem a reveni !

Reamintim că recent am anunţat introducerea a trei importante elemente în programul nostru de semiconductoare. Într-un anunţ următor din aceeaşi serie am prezentat mai detaliat una din aceste noi inovaţii, TIRISTORUL DE MARE VITEZĂ. O a doua inovaţie o constituie TIRISTORUL DE MARE PUTERE.

ASEA s-a concentrat asupra utilizării semiconductoarelor în domeniul puterilor mari. Noul TIRISTOR DE MARE PUTERE ASEA permite reglarea unei puteri de aproape două ori mai mare decît generaţia anterioară de tiristoare. Capacitatea de reglaj de putere a noului tiristor YST 8—01 S este astfel unică — peste 600 A curent de regim şi 1 800 V tensiune inversă. Distanţele între armături au fost sporite prin reproiectarea carcasei, ceea ce reprezintă încă un pas spre standardizarea internaţională. Circuitul de poartă corespunde unor condiţii ideale de declanşare. Răcitoarele duble, de construcţie standardizată, permit organelor componente să fie din plin solicitate, atît termic cît şi electronic. Costul pe kW este mai redus ca oricînd.

Unele aplicaţii importante:

- Acţionări de mare randament în curent continuu (de exemplu, pentru laminoare).
- Convertizoare pentru locomotive
- Convertizoare pentru electroliză
- Condensatoare cu reglare prin tiristor pentru corecţie de fază.

Pentru specialist:

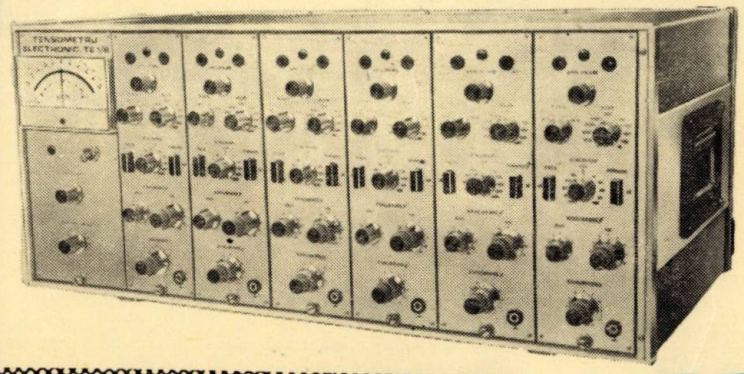
Curent de regim, invers 1 100 A
Tensiune inversată maximă 1 800 V
Supracurent de vîrf maxim 14 000 A
Valoarea critică a creşterii curentului de regim 250 A/µs

SEMICONDUCTOARELE reglează întotdeauna productivitatea în creştere

ASEA
VÄSTERÅS • SWEDEN

PUBLICOM

ICETC



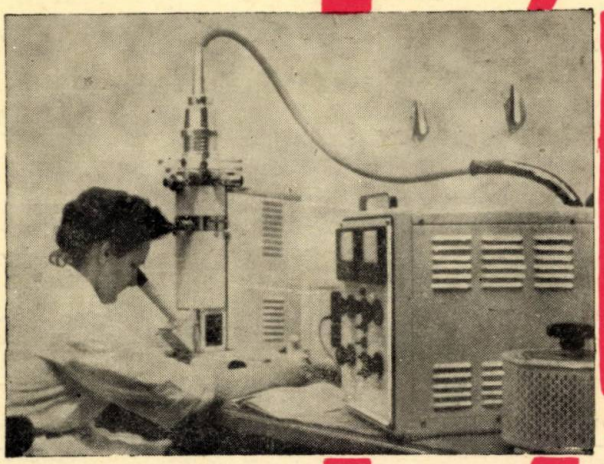
INSTITUTUL DE CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI PENTRU ELECTRONICĂ ŞI TEHNICĂ DE CALCUL

— București, Bdul Kalinin nr 18, Sector 1, Telefon 33.61 91 —

- Primește comenzi de cercetare și proiectare pentru aparate și echipamente electronice de laborator sau pentru industrie, din toate sectoarele economice.
- Execută studii tehnico-economice, modele experimentale și prototipuri pentru:
  - aparate electronice de măsurat mărimi electrice
  - aparate electronice de măsurat mărimi neelectrice
  - surse de alimentare
  - echipamente de electronică industrială
  - aparate electronice pentru medicină și biologie
  - echipamente de radiocomunicații
  - piese de ferită.
- În centrul de calcul dotat cu echipament modern se execută la cerere programe în următoarele limbaje de programare:
  - FORTRAN
  - COBOL
  - ASSIRIS.

1971 JUL 3.

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ



Intenţionaţi desigur să vă diversificaţi produsele pe care le fabricaţi, pentru a fi tot mai competitive!

Cu siguranţă că vă puneţi problema caracterizării unor materiale pe care le utilizaţi în producţie, pe care aţi dori poate să le înlocuiţi cu altele mai bune sau mai ieftine!

Poate nu vă este indiferentă calitatea şi fiabilitatea produselor dvs., doriţi standuri şi metode de încercări care să vă dea în orice moment, indicaţii asupra nivelului tehnic la care aţi ajuns cu produsele!

Exportaţi produse. Vreţi să ştiţi ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizaţi să reziste corect la climatele cele mai diferite?

La toate aceste întrebări ca şi la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare şi Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE), care în această perioadă îşi întocmeşte planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură şi standuri de încercări moderne, specialişti de înaltă calificare, ateliere proprii de construcţii prototipuri, o experienţă de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteţi să i-o acordaţi.

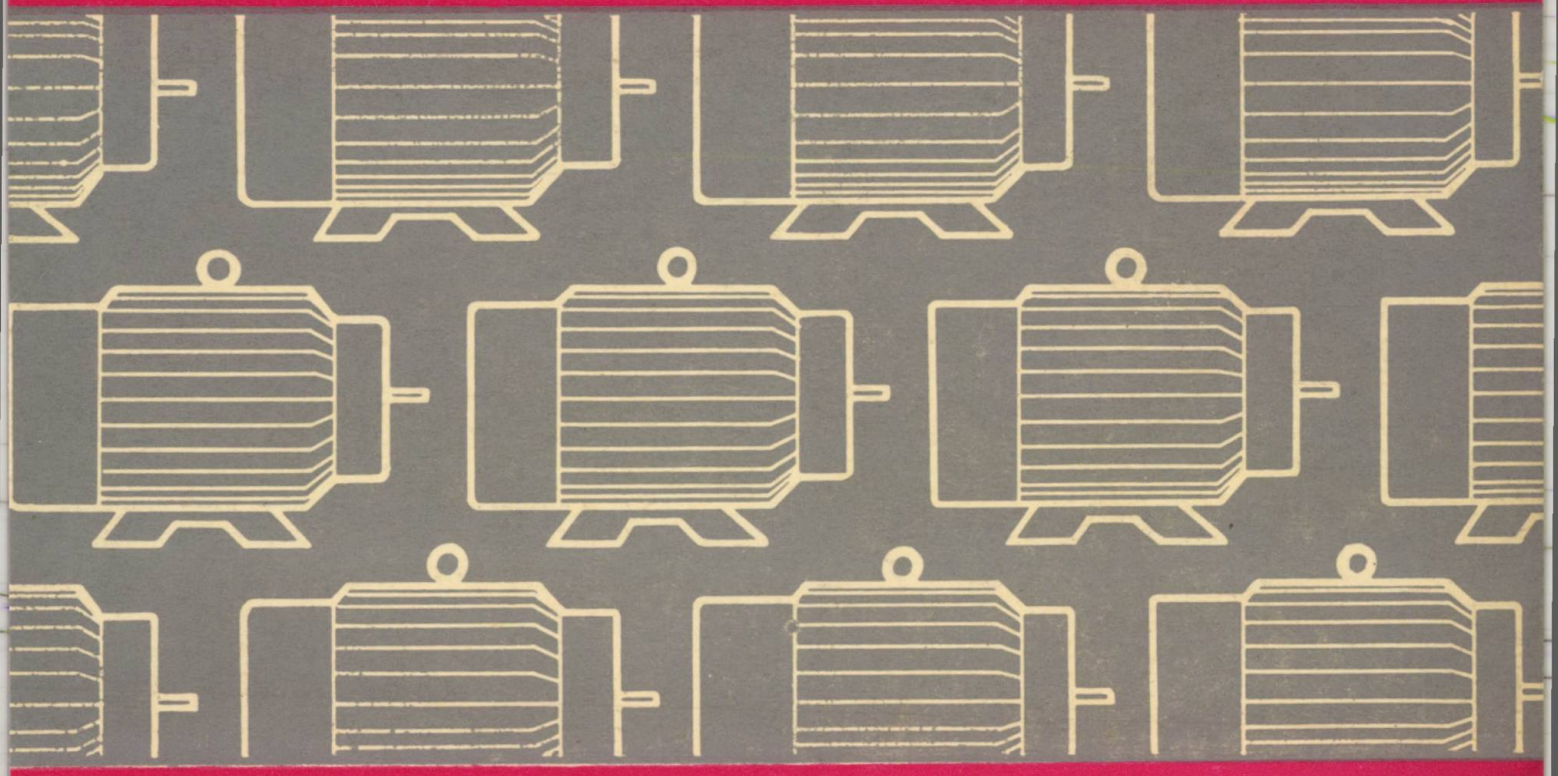
Telefonaţi la: 31.41.00

BUCUREŞTI ● BD.T. VLADIMIRESCU 45—47 ● TELEFON 31.41.00

E 2040

ELECTROTEHNICA

04



6

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 19 • Nr. 6 • IUNIE 1971

Variateurs

DISPOZITIVE DE VARIAT VITEZELE cu tiristori

fabricat

JEUMONT-SCHNEIDER

Soluţia modernă şi economică pentru toate problemele de antrenarea dispozitivelor cu viteză variabilă

Bancuri de probă	Linii de tratare
Calandre	Maşini de fabricat hîrtia
Transportoare	Maşini unelte
Derulătoare	Malaxoare
Dozatoare	Războaie de ţesut
Infăşurătoare	Pompe
Extrudere	Prese
Cuptoare de ciment	Maşini rotative de imprimerie
Laminoare şi auxiliare	Ventilatoare

Pentru motoare de curent continuu

babytrol — 0,5 la 14 kW, monofazat unidirecţional

JISTROL — 5 la 10 000 kW, trifazat unidirecţional

JISTOR — 5 la 10 000 kW, trifazat bidirecţional

Pentru motoare asincrone cu inele colectoare

JISFLOW — de la 100 kW, cu recuperarea energiei rotorice

- S-au instalat mai multe mii de asemenea echipamente în toată lumea
- Mai mult de 1 000 de dispozitive de tipul **BABYTROL** în serviciu
- 400 000 kW controlati prin Variatoarele **JEUMONT-SCHNEIDER**

JS-510

DOCUMENTARE RP 510 LA CERERE JEUMONT-SCHNEIDER

JEUMONT-SCHNEIDER

5, Place de Rio-de-Janeiro, Paris 8e, Tél. : 227-08-60

ELECTROTEHNICA

Anul 19 Nr. 6, pag. 201–240 iunie 1971

CUPRINS

CZ 621,313,29.045.15.002

Lăzăroiu, D. F., Șlaiher, S. și *Olaru, Gh.* : **Considerații privind realizări recente în domeniul motoarelor cu rotor disc și conductoare lamelare.**

Electrotehnica **19**, nr. 6, iunie 1971, p. 201–207

Motoarele cu rotor disc și conductoare lamelare au cunoscut în ultimul timp o dezvoltare rapidă, datorită avantajelor tehnico-economice pe care le prezintă. Se face o prezentare a stadiului actual de dezvoltare al acestor motoare, a elementelor lor tehnologice și constructive, insistînd asupra realizării rotoarelor cu metoda fotochimică și prin ștanțare, asupra schemelor și geometriei înfășurărilor rotoarelor disc. În lucrare sînt arătate tipurile de motoare cu rotor disc și conductoare lamelare realizate în ultimul timp în I.C.P.E.

CZ 621.313.333.001.14 ; 681.32

Aslan, H. și *Oprișan, M.* : **Unele considerente supra optimării pe ordinator a proiectării motoarelor asinerone.**

Electrotehnica **19**, nr. 6, iunie 1971, p.208–212

Se prezintă o metodă de optimare parțială a proiectări motoarelor asincrone, luînd ca variabile diametrul rotorului și fluxul util al mașinii. Sînt arătate rezultatele obținute cu ajutorul calculatorului electronic în cazul a trei motoare de mărime diferită.

CZ 621.313.1–712.2.017.7.001.24

Spinei, F., Necula, N. și *Măgureanu, R.* : **Calculul circuitelor de ventilație ale mașinilor electrice utilizînd metoda Newton, inițializată printr-o metodă de încadrare.**

Electrotehnica **19**, nr. 6, iunie 1971, p. 212–215

Se prezintă algoritmul de calcul al metodei Newton necesar rezolvării circuitelor electrice neliniare de curent continuu sau unor circuite izomorfe ca ecuații. Se rezolvă problema inițializării prin folosirea etapei auxiliare a metodei de încadrare, stabilită anterior pentru circuitele neliniare.

Folosind inițializarea propusă se indică programul Fortran de calcul pentru circuitul de ventilație al unui turbogenerator sincron de 60 MVA ; în trei iterații precizia este de 1 %, iar în patru iterații de 1 $^0/_{00}$.

CZ 621.314.58.018.32.001.2

Turic, L. : **Invertoare care funcționează pe principiul modulării impulsurilor în durată.**

Electrotehnica **19**, nr. 6, iunie 1971, p.215–223

Se analizează invertoarele care funcționează pe principiul modulării în durată a impulsurilor după o lege sinusoidală (procedeul subondulării). Se dau comparativ rezultatele care se obțin în trei variante ale acestui procedeu, arătîndu-se că modulația bilaterală este mai avantajoasă, deoarece în acest caz armonicile au amplitudini mai mici. Conținutul în armonici al tensiunii de ieșire este influențat și de defazajul dintre semnalele triunghiulare și sinusoidale folosite pentru modularea în durată a impulsurilor. Modularea impulsurilor în durată se poate realiza și cu aproximante sinusoidale, obținute prin sinteză cifrică. Conținutul în armonici coincide cu acela din cazul semnalelor sinusoidale ideale, dacă sinteza este suficient de precisă.

CZ 621.317.716.083.5.001.2

Hortopan, V. : **Metode de compensare ale șunturilor coaxiale,**

Electrotehnica **19**, nr. 6, iunie 1971., p. 223–227

În numeroase domeni de cercetare este necesar să se măsoare și să se transmită cu multă exactitate impulsurile de curent a căror durată poate fi de ordinul nanosecundelor. Pentru a evita în mare măsură deformările introduse în mod inevitabil de dispozitivul de măsură, se propune o compensare a șunturilor coaxiale, care ține seama atît de efectul pelicular din șunt, cît și de influența circuitului de măsură.

CZ 625.282–843.6.001.6

Olariu, Gh. : **Soluții noi și modernizări în construcția de locomotive diesel electrice.**

Electrotehnica **19**, nr. 6, iunie 1971, p. 228–231

Se arată actualele tendințe în construcția de locomotive diesel electrice, care duc în final la mărirea performanțelor și a puterii oferită.

DISCUȚII 232–233
RECENZII 233–235
REFERATE 235–237
CRONICĂ 237–240
SCURTE ȘTIRI 240

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România : acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil ; ing. V. BUNEA ; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU; ing. ȘT. GROSU ; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. LAZARIDE ; dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; academician prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ ; ing R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director : 14.62.67. Redacția : București, str. Mândinești, nr. 3, sector IV ; telefon secretar general de redacție : 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon : 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi : lei 100 anual ; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar : lei 5. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23—25, c. 2337. *Taxele poștale plăite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/7928/1970*

41 400

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.313.29.045.15.002
Лэзрою, Д. Ф., Слайхер, С. и *Олару, Г.:* **Новые достижения в области двигателей с дисковым ротором и пластинчатыми проводниками.**
Electrotehnica 19, № 6, июнь 1971, стр. 201–107

Двигатели с дисковым ротором и пластинчатыми проводниками получили в последнее время широкое развитие благодаря своим технико-экономическим преимуществам. Описывается актуальная стадия развития этих двигателей, их технологические и конструктивные элементы, отмечая осуществление роторов фотохимическим методом и штамповкой, схемы и геометрию обмотки дисковых роторов. В работе показаны типы двихателей с дисковыми роторами и пластинчатыми проводниками, осуществленных в последнее время в I.C.P.E.

ДК 621.313.333.001.14 : 681.32
Аслан, Х. и *Опришан, М.:* **К вопросу оптимизации проектирования асинхронных двигателей на ординаторе.**
Electrotehnica 19, № 6, июнь 1971, стр. 208–212

Излагается метод частичной оптимизации проектирования асинхронных двигателей, применяя в качестве параметров диаметр ротора и полезный поток машины. Приводятся результаты, полученные при помощи электронной вычислительной машины в случае трех двигателей различной величины.

ДК 621.313.1–712.2.017.7.001.24
Спинеи Ф,. Некуля, Н. и *Мэгуряну, Р.:* **Расчет вентиляционных контуров электрических машин, применяя метод Ньютона, инициализированный методом включения.**
Electrotehnica 19, № 6, июнь 1971, стр. 212–215

Приводится расчетный алгоритм метода Ньютона, необходимый для решения нелинейных электрических контуров постоянного тока или изомерных контуров как уравнений. Разрешается проблема инициализации путем применения вспомогательной стадии метода включения, установленной ранее для нелинейных контуров. Применяя предложенную инициализацию, указывается расчетная программа Fortran для вентиляционного контура синхронного турбогенератора в 60 мгва; в три итерации точность равняется 1 %, а в четыре $1^0/_{00}$.

ДК 621.314.58.018.32.001.2
Турик, Л.: **Инверторы, работающие по принципу модуляции импульсов.**
Electrotehnica 19, № 6, июнь 1971, стр. 215–223

Анализируются инверторы, работающие по принципу модулэции импульсов по длительности, по синусои дальному закону. Приводятся для сравнения результаты, полученные в трех вариантах этого способа, от мечая, что двусторонняя модуляция более выгодна, так как в данном случае гармоники имеют меньшие амплитуды. На содержание гармоник выходного напряжения влияет также разность фаз между треугольными и синусоидальными сигналами, применяемыми для модуляции импульсов по длительности. Модуляцию импульсов по длительности можно осуществить также синусоидальными приближениями, полученными при помощи цифрового синтеза. Содержание гармоник совпадает с содержанием последних в случае идеальных синусоидальных сигналов, если синтез достаточно точный.

ДК 621.317.716.083.5.001.2
Хортопан, В: **Метод компенсации коаксиальных шунтов.**
Electrotehnica 19, № 6, июнь 1971, стр. 223–227

В многочисленных областях исследования необходимо измерять и передавать с большой точностью импульсы тока, длительность которых может быть равна наносекундам. Во избежание в значительной мере деформаций, неизбежно вводимых измерительным прибором, предлагается компенсировать коаксиальные шунты, учитывая как скип-эффект в шунте, так и влияние измерительного контура.

ДК 625.282 –843.6.001.6
Олариу, Г.: **Новые решения и модернизации в конструкции дизельного электровоза.**
Electrotehnica 19, № 6, июнь 1971, стр. 228–231

Излагаются актуальные тенденции в конструкции дизельного электровоза, способствующие увеличению показателей и предлагаемой мощности.

INHALT

DK 621.313.29.045.15.002

Lăzăroiu, D. F., Şleirer, S. und *Olaru, Gh.* : **Betrachtungean bzgl neuerer Konstruktionen auf dem Gebiet der Motoren mit Scheibenrotoren und Stabwicklungen.**

Electrotehnica **19**, Nr. 6, Juni 1971, S. ... 201–207

Die Motoren mit Scheibenrotor und Stabwicklung erlebten in der letzten Ze oit eine schnelle Entwicklung, was auf ihre technischwirtschaft lichen Vorteile zurückzuführen ist. Esfolgt eine Darstellung des heutigen Entwicklungsstandes dieser Motoren und ihrer technologischen und konstruktiven Elemente, wobei besonders auf die Herstellung der Rotoren mittels der photochemischen Methode und des Stanzens, auf die Schemen und die Wicklungsgeometrie der Scheibenrotoren eingegangen wird. Angegeben werden die Typen der Motoren mit Scheibenrotor sowie der Stabwicklungen, die in letzter zeit vom ICPE erzeugt wurden.

DK 621.313.333.001.14 ; 681.32

Aslan H. und *Oprişan, M.* : **Gewisse Betrachtungen bzgl. Optimierung des Entwurfs asynchroner Motoren auf den Ordinator.**

Electrotehnica **19**, Nr. 6, Juni 1971, S. 203–212

Dargestellt wird eine Methode zur teilweisen. Optimierung des Entwurfs von Asynchronmotoren, wobei der Rotordurchmesser und der wirksame — Fluss der Maschine als Veränderliche betrachtet werden. Man zeigt die mittels des elektronischen Rechners erhaltenen Egebnisse bei drei Motoren verschiedener Grösse.

DK 621.313.1–712.2.017.7.001.24

Spinei, F., Necula, N. und *Măgureanu, R.* : **Berechnung der Belüftungskreise von elektrischen Maschinen unter Verwendung der Newton/ schen Methode, eingeleitet durch eine Erassungsmethode.**

Electrotehnica **19**, Nr. 6, Juni 1971, S. 212–215

Man beschreibt den Berechnungsalgorithmus der Newton schen Methode, der zur Lösung der nichtlinearen electrischen Gleichstromkreise oder gewisser isomorphen Kreise als Gleichungen benötigtwird. Man löst die Einleitungs aufgabe auf durch Anwendung der Hilfsstufe der Erfassungsmethode, die im voraus durch die nichtlinearen Kreise bestimmt wurde.

Durch Anwendung der vorgeschlagenen Einleitung wird das Fortran'sche Berechnungprogramm für den Belüftungskreis eines 60 MVA — synchronen Turbogenerators angegeben, in drei Iterationen beträgt die Genauigkeit 1 % und in vier Iteratonen $1^0/_{00}$.

DK 621.314.58.018.32.001.2

Turic, L. : **Wechselrichter nach dem Prinzip der Impulsmodulierung.**

Electrotehnica **19**, Nr. 6, Juni 1971, S. 215–223

Man untersucht die Wechselrichter, die nach den Prinzip der zeitlichen Modulierung nach einem Sinusgeretz (Verfahren der Unterondulierung) arbeiten. Zum Vergleich gibt man die durch drei Varianten mit diesem Verfahren erhaltenen Resultate an und zeigt dabei dass die doppelseitige Modulierung vorteilhafter ist, da hier die Harmonischen kleinere Amplituden aufweisen. Die Anzahl der Harmonischen und der Ausgangsspannungen wird auch von der Phasenverschiebung der Dreieck-und Sinussignale, die zur Zeitm odulierung der Impulse dienen, beeinflusst. Die Modulierung der Impulse bzgl. ihrem Dauer kann auch durch.

DK 621.317.716.083.5.001.2

Hortopan, V : **Die Kompensationsmethode der koaxialen Nebenschlüsse.**

Electrotehnica **19**, Nr. 6, Juni 1971, S. 223–227

Auf vielen Forschungsgebieten erscheint es notwendig die Stromstösse, deren Dauer im Gebiet der Nanosekunden liegen kann, mit grosser Genauigkeit zumessen und zu übertragen. Um die Deformationen, welche unver meidlich vom Messsystem verursacht werden, zum grossen Teil zu beseitigen, wird ein Ausgleich der koaxialen Nebenschlüsse vorgeschlagen, welcher sowohl den Schichteffekt aus dem Nebenschluss als auch den Einfluss des Messstromkreises berücksichtigt.

CZ 625.282–843.6.001.6

Olaru, Gh. : **Neue Lösungen und Modernisierungen beim Bau der Dieselelektrischen Lokomotiven.**

Electrotehnica **19**, Nr. 6, Juni 1971, S. 228–231

Man zeigt die gegenwärtigen Stadien beim Bau der Dieselelektrischen Lokomotiven, welche letzten Endes zur Steigerung der gebotenen Leistungseigenschaften führen.

DISKUSSIONEN ● BUCHBESPRECHUNGEN ● REFERATE ● KHRONIC ● CURZNACHRICHTEN

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 19 nr. 6 București, iunie 1971

Considerații privind realizări recente în domeniul motoarelor cu rotor disc și conductoare lamelare

DUMITRU F. LĂZĂROIU, SIGISMUND ȘLAIHER și GHEORGHE OLARU* – București

CZ 621.313.29.045.15. 002

Primele motoare cu rotor disc și conductoare lamelare, respectiv cu întrefer axial, au apărut acum, aproximativ, un deceniu. De atunci, aceste motoare s-au perfecționat continuu, ajungînd astăzi să fie utilizate în cele mai diverse domenii. La început firma C.E.M. a dezvoltat motoarele cu rotor disc, avînd conductoarele executate prin metoda fotochimică. În anul 1968 a apărut motorul cu rotor disc și conductoare executate prin ștanțare, care în prezent se fabrică în diferite variante și tipodimensiuni de către firmele : CEM-Franța, Axem—R.F.G. Dura—S.U.A., Printed Motors—Anglia și unele firme japoneze, [1]. Constructiv aceste motoare sînt alcătuite din două flanșe, din care una sau amîndouă posedă magneți permanenți metalici sau din ferită, între care se rotește discul rotoric fixat rigid de ax. Cele două flanșe sînt susținute de o carcasă din aluminiu. Rotoarele sînt alcătuite din straturi ștanțate de cupru, izolate prin folii de țesătură de sticlă sau de hostafan lipite cu un adeziv. Conductoarele sînt interconectate la extremități prin sudură, formînd o înfășurare închisă, ondulată buclată sau mixtă. Periile, în general în număr de 2 sau 4, freacă direct pe conductoarele rotorului, fiind plasate pe diametrul minim posibil, eliminîndu-se astfel colectorul clasic. Palierele sînt echipate cu rulmenți cu bile, prevăzuți cu etanșare *ZZ* și ungere pe viață. Unele tipuri de motoare sînt echipate cu lagăre autolubrifiante. Un exemplu de motor cu rotor disc demontat este reprezentat în figura 1.

Motoarele cu rotor disc și conductoare lamelare se utilizează în următoarele regimuri de funcționare :

— regim de lucru continuu. În acest caz, motoarele cu rotor disc pot fi utilizate în locul unor motoare clasice, aducînd economii de materiale și reduceri de greutate ;

— regim cu viteză variabilă. Viteza aceestor motoare fiind funcție de tensiunea de alimentare și neexistînd pericolul saturației circuitului magnetic, este firesc să se realizeze printr-o alimentare la tensiunea variabilă, un reglaj în trepte sau în mod continuu al vitezei de rotație ;

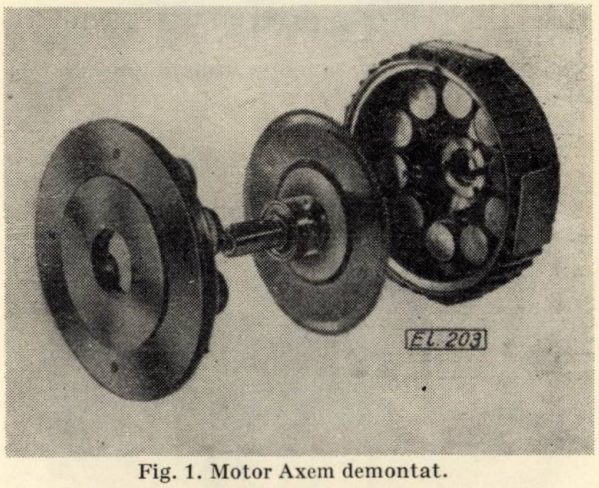


Fig. 1. Motor Axem demontat.

— regim de funcționare pas cu pas. Utilizînd, de exemplu, un disc de cod optic, rotoarele pot funcționa pas cu pas, datorită inerției lor extrem de reduse și cuplurilor de frînare ridicate, obținute prin contracurent ;

— regim de funcționare incremental. In acest caz timpul de creștere a vitezei de frînare are valori de ordinul milisecundelor. Motoarele cu rotor disc, care posedă cupluri impulsionare ridicate, pot asigura o astfel de funcționare.

Printre domeniile de aplicație mai importante ale acestor motoare la noi în țară, se pot enumera :

—vane cu comandă electrică ;

— mașini-unelte cu comandă program ;

— auto (aeroterme, ștergătoare parbriz, ridicătoare geam etc.) ;

— bunuri de larg consum (mașini de spălat rufe, uscătoare de păr etc.) ;

— ordinatoare și mașini de calculat.

* Dr. ing. *D.F. Lăzăroiu* este director general adjunct în MICM., ing. *S. Șlaiher* este șef de laborator la ICPE, iar ing. *Gh. Olaru* este cercetător științific principal în același institut.

Forme constructive

Motoarele cu rotor disc au o formă plată. Lungimea totală a acestor motoare depinde în principal de lungimea magneţilor permanenţi folosiţi; lungimi mai reduse au motoarele cu magneţi din ferită. Carcasa motoarelor este netedă sau cu aripioare de ventilaţie. Motoarele cu puteri mai mari se fac cu ventilaţie forţată, în care scop este prevăzută posibilitatea racordării unui tub de ventilaţie. Prinderea se face prin flanşă. În figurile 2 şi 3 sînt reprezentate două

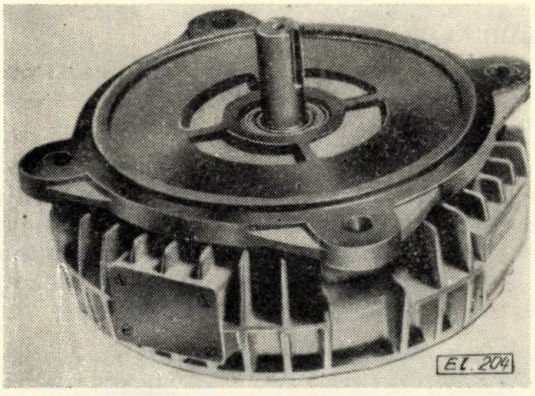


Fig. 2. Motor Axem pentru utilizări generale.

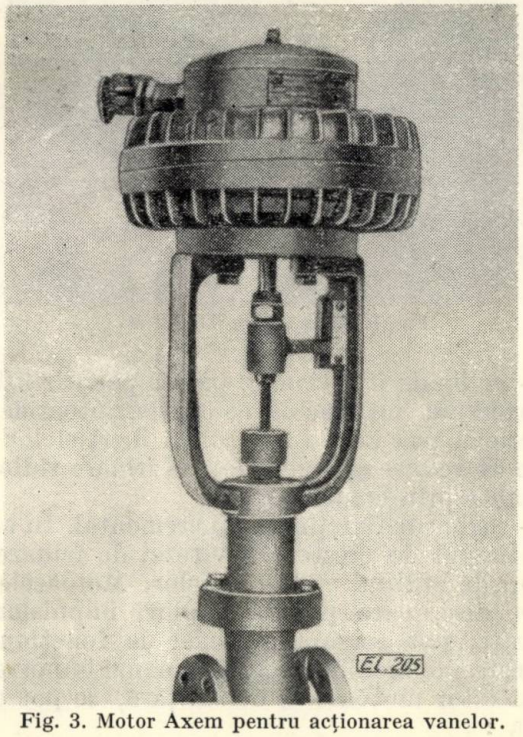


Fig. 3. Motor Axem pentru acţionarea vanelor.

tipuri de motoare cu rotor disc, unul pentru utilizări generale şi altul pentru acţionarea vanelor. În figura 4, este reprezentat un motor Axem pentru maşini de spălat rufe, iar în figura 5 un motor al firmei Dura pentru aeroterme auto. Motoarele cu rotor disc pentru acţionarea vanelor sînt prevăzute cu rulmenţi axiali şi cu un ax filetat, care permite deplasarea liniară a axului vanei.

Pentru domeniul auto se folosesc motoare cu magneţi permanenţi din ferită.

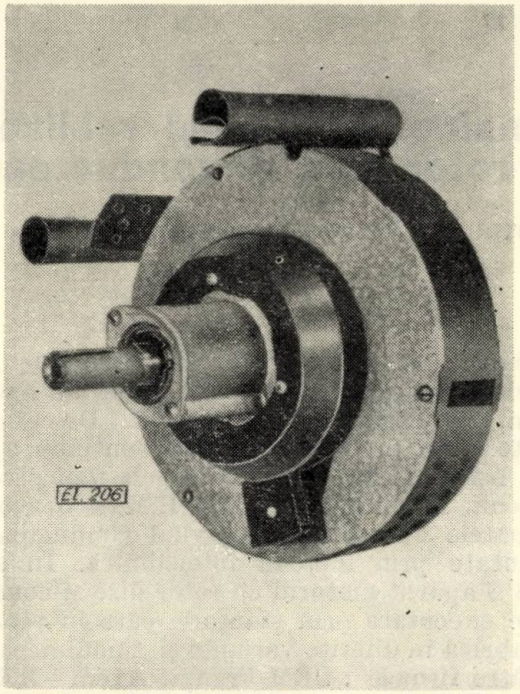


Fig. 4. Motor Axem pentru acţionarea maşinii de spălat rufe.

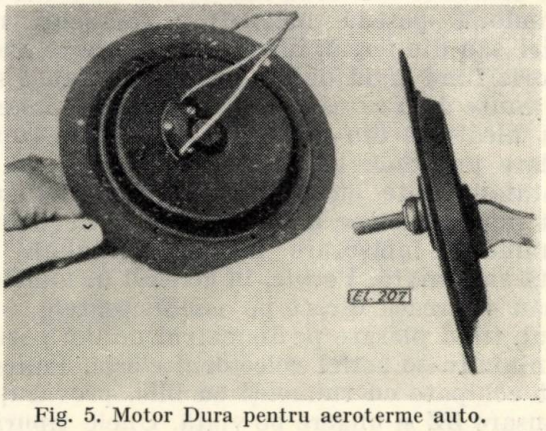


Fig. 5. Motor Dura pentru aeroterme auto.

Schemele înfăşurărilor rotoarelor disc cu conductoare lamelare

Pentru motoarele cu rotor disc şi conductoare lamelare se utilizează înfăşurări de tip ondulat, care permit obţinerea unei t.e.m. induse maxime. Aceste înfăşurări se pot executa în două sau mai multe straturi. Înfăşurările în două straturi sînt similare cu înfăşurările ondulate ale motoarelor electrice clasice. Schema unei astfel de înfăşurări este reprezentată în figura 6. În acest caz numărul de căi de curent este $2a = 2$, iar pasul la colector se determină din relaţia [2]:

$$Y_k = \frac{N_s - 1}{p} \qquad (1)$$

unde :

N_s este numărul de conductoare pe strat (pe o față a discului) ;

p — numărul de perechi de poli.

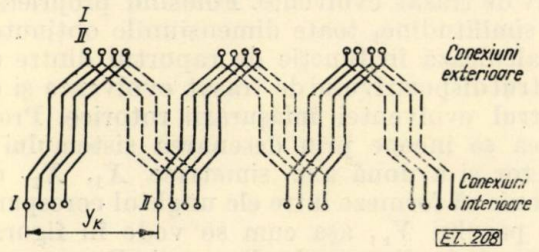


Fig. 6. Schema parțială a unei înfășurări în două straturi.

În schemă, partea din înfășurare trasată cu linie plină reprezintă conductoarele de pe primul strat, iar partea trasată punctat reprezintă conductoarele de pe al doilea strat. Toate conductoarele sînt identice. Înfășurările rotoarelor cu două sau mai multe straturi pot fi ondulate-serie sau ondulate-paralel. În aceste cazuri două sau mai multe discuri cu înfășurări ondulate se lipesc, iar conductoarele se conectează în serie sau în paralel. O schemă parțială a unei înfășurări ondulate — serie în 4 straturi este reprezentată în figura 7 [3], [4].

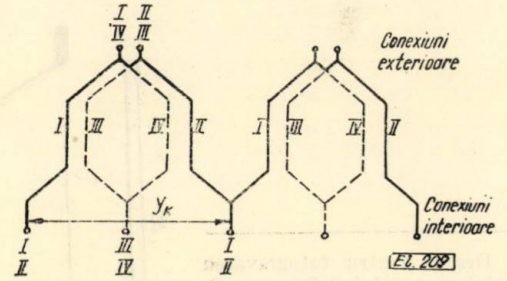


Fig. 7. Schema parțială a unei înfășurări ondulate-serie.

În cazul cînd înfășurarea trebuie să suporte curenți mari, se evită utilizarea unor conductoare groase, pentru a nu avea pierderi mari — prin curenți turbionari — folosind în schimb înfășurări ondulate-paralel. O astfel de înfășurare este reprezentată în figura 8.

Geometria înfășurării rotoarelor disc cu conductoare lamelare

Pentru obținerea formei geometrice a înfășurărilor rotoarelor disc este necesar să se determine în prealabil unele dimensiuni ale circuitului magnetic. Calculul se poate face, pornind de la valorile optime, deja cunoscute, ale încărcărilor electrice și magnetice, recomandate pentru aceste motoare. Notațiile dimensiunilor constructive principale ale motoarelor cu rotor disc sînt reprezentate în figura 9.

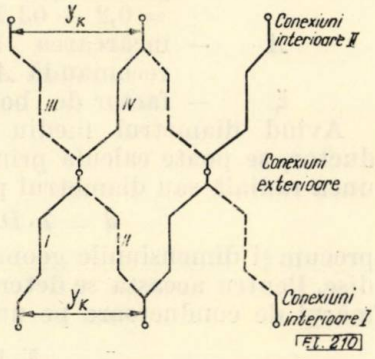


Fig. 8. Schema parțială a unei înfășurări ondulate-paralel a unui rotor cu 4 straturi.

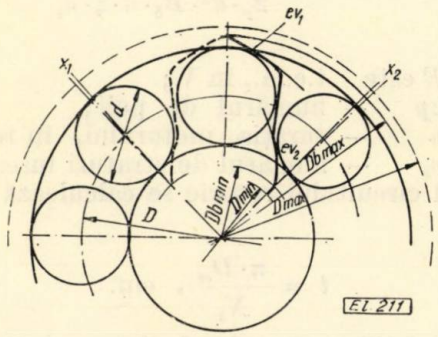


Fig. 9. Dimensiunile principale ale părților active ale motoarelor cu rotor disc și conductoare lamelare.

Dimensiunea de bază, diametrul mediu al sistemului inductor, se poate calcula cu relația :

$$D = \sqrt[3]{\frac{M_{em} \cdot 10^2}{0{,}16 \cdot \alpha \cdot \lambda \cdot B_\delta \cdot A \cdot \zeta}}, \text{cm} \qquad (2).$$

unde :

M_{em} este cuplu electromagnetic, kgf.cm ;

α — coeficientul de acoperire polar, care reprezintă raportul dintre suprafața activă a polilor și suprafața torului circumscris polilor ; se recomandă $\alpha = 0{,}66$;

λ — raportul dintre dimensiunea radială a polilor (sau diametrul lor) și diametrul mediu al sistemului inductor). Pentru acest coeficient se recomandă valorile din tabela 1 ;

Tabela 1

Valori recomandate pentru λ în funcție de numărul polilor

2p	6	8	10
λ	0,44	0,33	0,26

B_δ — inducția maximă în întrefier (în Tesla), se recomandă : pentru poli metalici $B_\delta = 0{,}4 - 0{,}6$ T ; pentru poli din ferită $B_\delta = 0{,}2 - 03$ T ;

A — încărcarea liniară A/cm ; se recomandă $A = 50 - 80$ A/cm ;

ξ — factor de bobinaj $= 0{,}9 - 0{,}95$.

Avînd diametrul mediu al sistemului inductor, se poate calcula prin definiție dimensiunea radială sau diametrul polilor ;

$$d = \lambda \cdot D, \tag{3}$$

precum și dimensiunile geometrice ale rotorului disc. Pentru aceasta se determină mai întîi numărul de conductoare pe un strat cu relația :

$$N_s = 2{,}55 \frac{E \cdot 10^4}{2_p \cdot d^2 \cdot B_\delta \cdot n \cdot \xi \cdot n_s}, \tag{4}$$

unde :

E este t.e.m., în V ;

$2p$ — numărul de poli ;

n — turația motorului, în rot/s ;

n_s — numărul de straturi înseriate.

Pasul circuitului rotoric se calculează cu relația :

$$t = \frac{\pi \cdot D_{ev}}{N_s}, \text{ cm.} \tag{5}$$

Din considerente tehnologice se recomandă ca pasul să nu fie mai mic de 1 mm. Secțiunea conductoarelor rezultă, cunoscînd curentul prin conductor și densitatea admisibilă, care se ia între 20—30 A/mm². Grosimea conductoarelor se determină, scăzînd din pasul circuitului rotoric t distanța dintre conductoare, care poate avea valori între 0,25 — 0,4 mm. În funcție de grosimea și numărul conductoarelor se alege schema înfășurării. Diametrul evolventei D_{ev}, diametrul minim, $D_{b\,min}$ și diametrul maxim $D_{b\,max}$ ale înfășurării se determină din tabela 2,

Tabela 2

Valori recomandate pentru rapoartele $\frac{D_{ev}}{D}$, $\frac{D_{b\,min}}{D}$ și $\frac{D_{b\,max}}{D}$ în funcție de $2p$.

$2p$	$\frac{D_{ev}}{D}$	$\frac{D_{b\,min}}{D}$	$\frac{D_{b\,max}}{D}$
6	0,345	0,48	1,58
8	0,42	0,59	1,43
10	0,47	0,66	1,32

în funcție de numărul de poli și diametrul mediu al sistemului inductor.

Cu elemente calculate se poate trece la proiectarea înfășurării rotorice. Aceasta de fapt se reduce la proiectarea profilului izolației dintre conductoare, care trebuie să reprezinte în final profilul poansonului matriței circuitului rotoric. Din necesitatea de a avea conductoare cu o lățime uniformă în zonele marginale ale înfășurării, se recomandă ca în aceste zone conductoarele să respecte forma unei curbe evolvente. Pentru înlesnirea construcției grafice a acestor părți marginale se folosește un dispozitiv de trasat evolvente. Folosind proprietatea de similitudine, toate dimensiunile obținute se recalculează în funcție de raportul dintre diametrul dispozitivului de trasat evolvente și diametrul evolventei înfășurării rotorice. Proiectarea se începe prin desenarea sistemului inductor și a două axe simetrice X_1, X_2, care trebuie să formeze între ele unghiul corespunzător pasului Y_k, așa cum se vede în figura 9. Cunoscînd diametrele $D_{b\,max}$ și $D_{b\,min}$ se trasează arcele de evolventă ev_1 și ev_2. Printr-o linie dreaptă, cu înclinație convenabilă se intersectează cele două arce de evolventă și se prelungesc radial intersecțiile evolventelor cu cercurile $D_{b\,min}$ și $D_{b\,max}$ pînă la D_{min} și respectiv D_{max}. Linia obținută reprezintă axa izolației dintre conductoare. Pentru completarea desenului se calculează la scară și se trasează lățimile izolației în zona conexiunilor, a părților marginale și a părții rectilinii. Acest desen executat pe calc, se fotografiază la scară și se folosește la fotogravarea poansonului. În figura 10 este reprezentat un desen executat prin metoda expusă.

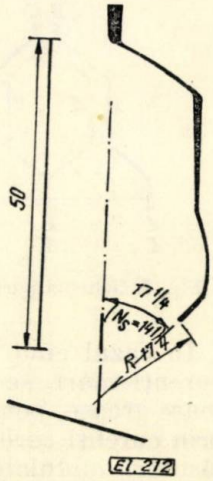


Fig. 10. Desen pentru fotogravarea poansonului motorului 2 RS—84—8.

Elemente tehnologice

Motorul cu rotor disc și conductoare lamelare prezintă probleme tehnologice deosebite numai în ceea ce privește execuția rotorului, restul subansamblelor fiind realizate cu tehnologii clasice, aplicate în construcția mașinilor electrice. Sînt cunoscute două metode principale de realizarea rotoarelor de acest fel : metoda fotochimică și metoda ștanțării.

a) *Tehnologia de realizare a rotoarelor disc prin metoda fotochimică.* Rotoarele care se execută prin această metodă necesită un material dublu placat cu izolaţie din sticlotextolit de aproximativ 1 mm grosime şi folii din cupru de 35—100 μm grosime. Pentru obţinerea rotoarelor prin această metodă sînt necesare următoarele operaţii tehnologice :

— debitarea materialului dublu placat ;
— executarea găurilor pentru conexiuni ;
— executarea conexiunilor prin depunere galvanică de cupru pe pereţii găurilor şi pe feţele celor două straturi ale placatului ;
— depunerea unui strat de lac fotosensibil ;
— fotografierea circuitului rotoric pe ambele feţe ;
— corodarea spaţiului neprotejat dintre conductoarele circuitului rotoric ;
— decuparea prin ştanţare sau aşchiere a discului rotoric.

Pentru obţinerea unei productivităţi corespunzătoare, găurile conexiunilor se execută cu o matriţă bloc, iar fotografierea circuitului se face într-un dispozitiv care permite fotografierea simultană a ambelor feţe ale circuitului.

Deşi această tehnologie a fost pusă la punct şi a stat la baza fabricării iniţiale a rotorului maşinile electrice cu circuite imprimate, în prezent, se aplică numai la rotoarele disc mici, cu diametrul de ordinul a 60 mm.

b) *Tehnologia de realizare a rotoarelor disc prin metoda ştanţării.* Rotoarele disc cu conductoare lamelare, cu diametrul mai mare de 70—80 mm se execută în prezent prin metoda ştanţării. Operaţiile tehnologice principale sînt următoarele :

— debitarea foliilor conductoare şi a izolaţiei ;
— ştanţarea găurii de ghidaj în foliile metalice ;
— ştanţarea pas cu pas a foliilor metalice ;
— lipirea foliilor ştanţate două cîte două, incluzînd la mijloc o folie izolantă ;
— ştanţarea interioară şi exterioară a discului lipit ;
— sudarea conexiunilor interioare şi exterioare.

Pentru realizarea rotoarelor disc cu mai multe straturi, după sudarea conexiunilor interioare se efectuează următoarele operaţii :

— lipirea discurilor sudate la interior, incluzînd la mijloc o folie izolantă ;
— sudarea conexiunilor exterioare.

Această metodă tehnologică conduce, faţă de metoda expusă anterior, la următoarele avantaje :

— micşorarea grosimii stratului izolant şi creşterea grosimii straturilor active, conductoare ;
— creşterea puterii utile a motoarelor ;
— creşterea rezistenţei mecanice a rotorului disc ;
— ridicarea productivităţii în realizarea rotoarelor ;
— posibilitatea automatizării operaţiilor tehnologice.

c) *Realizarea conexiunilor.* O problemă tehnologică importantă pentru obţinerea rotoarelor cu conductoare lamelare ştanţate este realizarea conexiunilor.

Aceste conexiuni trebuie să asigure un contact intim între conductoarele din care este alcătuită înfăşurarea retorică, adică să posede o rezistenţă electrică cît mai redusă, ţinînd seama de numărul foarte mare de conexiuni (de ordinul a 500—600) să fie stabile la vibraţii, şocuri dinamice sau termice, să fie realizabile într-un timp extrem de scurt pentru a nu afecta izolaţia dintre straturile de conductoare, care se află la distanţa de circa 3—4 mm de vîrful conexiunilor. Pentru a putea corespunde la toate aceste condiţii, conexiunile trebuie realizate prin lipituri tari, prin sudură. Metodele clasice de sudură ne permite obţinerea acestor conexiuni prin arc electric de impuls, sau prin sudură electrică de contact. Prima metodă constă în producerea unui arc electric de impuls între vîrful unui electrod greu fuzibil şi vîrful conexiunii de sudat. Arcul electric permite formarea unei mici sfere care prinde capetele a două sau mai multe conductoare, în funcţie de tipul înfăşurării într-o conexiune unică. Instalaţia de sudat conţine dispozitive de temporizare, o instalaţie de purificare a argonului, precum şi elemente necesare automatizării procesului tehnologic de sudură.

Sudura electrică prin contact se obţine într-o maşină automată, care permite strîngerea capetelor conductoarelor între doi electrozi şi apoi trecerea unui curent electric de impuls prin locul de contact. Spre deosebire de prima metodă de sudură, care se aplică în cazul conductoarelor subţiate la capete, a doua metodă se aplică atunci cînd tipul înfăşurării permite lăţirea conductoarelor în zona conexiunilor.

Realizări şi perspective

Calităţile deosebite pe care le prezintă servomotoarele cu rotor disc şi conductoare lamelare, au condus la o dezvoltare rapidă a acestora. Astfel, firma CEM produce asemenea motoare, din care tipurile cele mai utilizate sînt cuprinse în tabelele 3 şi 4, primele referindu-se la utilizarea generală ca servomotoare, iar ultimele referindu-se în principal la acţionarea avansului la maşinile-unelte cu comandă program [5], [6].

În cadrul laboratorului Micromaşini şi Maşini electrice speciale din I.C.P.E. s-au realizat 4 tipodimensiuni de motoare cu rotor disc şi conductoare ştanţate. Caracteristicile principale ale acestor motoare sînt redate în tabela 5.

Tabela 3

Caracteristicile cîtorva tipuri de motoare cu rotor disc fabricate de firma C.E.M.

SERIE	TIP	Tensiune nominală V	Viteză nominală, rot/min V	K_E f.e.m. la 1000 rot/min,	Puterea în regim		Cupluri utile			Curenți (A_{ef})		Valori intrinseci				
					continuu V	tranzitoriu, kW/s	cuplu de amperi, Ncm/A	continuu, Ncm,	impuls, Ncm	permanent, A	impuls, A	Rezistența la 25°C,	I Inerție gcm^3	τ Constantă de timp mecanică, ms	Diametrul, mm	Greutatea, kg
TM	TM 520	12	3 000	2,8	63	100	2,7	20	160	9	60	0,28	290	16	104	1,8
	TM 620	23	3 000	6,1	133	160	5,8	42,5	410	9	75	0,40	1 050	18	137	3,7
	TM 630	40	3 000	11,5	142	450	11	45,4	825	5	75	0,75	1 500	14	137	3,7
	TM 920	37	2 250	14,2	266	230	13,6	113	1 150	10	85	0,35	5 790	17	190	9,9
F și FU	TM 930	66	2 250	26	262	500	24,8	111,5	1 865	6	85	0,80	7 000	13	190	9,9
	F9M2 și FU9M2	13	3 000	3,1	63	115	2,96	20,5	173	8,5	60	0,35	290	16	110	2,3
	F12M2 și FU12M2	26	3 200	6,6	147	200	6,3	44	461	8,5	75	0,40	1 050	16	140	3,85
	F12M4 și FU12M4	48	3 200	13,2	150	585	12,6	45	935	4,4	75	0,75	1 500	10	140	3,85
FF	F9M4F	13	3 700	2,6	21	6,5	2,5	5,4	50	2,7	20	0,84	390	<100	128	0,8
	F9M4FD	2×13	3 700	2×2,6	2×21	13,5	2×2,5	2×5,4	2×50	2×2,7	2×20	2×0,84	750	<135	128	1,4
J	J9ZF	12	3 700	2,1	15	5	2	3,85	40	2,7	20	0,78	311	< 70	120	0,6
	J16FF	16	2 500	5,2	100	12,6	4,95	39	245	12	50	0,35	4 740	< 70	215	3,1
	J16ZFF	30	2 500	10	130	18,1	9,6	51	380	7,5	40	0,76	7 920	< 90	215	3,1
U	U9M2	12	3 600	2,36	45	108	2,24	11,9	175	7,1	75	0,42	245	30	111,2	2
	U9M4	24	3 650	5	68	216	4,75	17,5	288	4,7	60	0,84	385	21	111,2	2
	U9M4H	30	3 250	7,55	96	447	7,20	28	415	4,6	60	0,84	385	9	111,2	2,2
	U12M4	48	3 650	11,5	147	440	11	38,5	840	4,4	75	0,75	1 600	14,5	139,7	3,7
	U12M4H	60	2 550	21	236	1040	20	87,5	1 442	5	75	0,75	1 600	4,8	139,7	6,4

Tabela 4

Caracterisiticile servomotoarelor MF17, MF19 și MF26, fabricate de firma C.E.M.

Tipuri / Construcție	Unități de măsură	MF 17 închisă fără ventilație	MF 19* închisă fără ventilație	MF26** închisă fără ventilație
Caracteristici nominale				
Cuplu C_n	N.cm	96	320	960
Puterea la 3000 rot/min	W	300	1 000	3 000
Tensiunea la 3 000 rot/min	V	70	90	150
Intensitatea pentru C_n	A	6	13,5	23
Caracteristici de vîrf				
Cuplul (0,5 s)	N.cm	900	2 600	9 000
Intensitatea (0,5s)	A	50	100	200
Viteza max. (1/2 C_n 30 s)	rot/min	5 000	3 500	3 500
Caracteristici intrinseci				
Cuplul pe ampere	N.cm	19,1	24,8	45
T.e.m. la 1 000 rot/min	V	20	26	47
Moment de inerție	gcm^2	7 900	12 000	36 000
Const. de timp mecanică	ms	39	8	4
Rezist. rotorului la 25°C	Ω	1,60	0,37	0,18
Greutatea motorului	kg	4,5	13,5	30

* Tipul MF 19 ventilat din exterior poate da 1600 W
** Tipul MF 26 ventilat din exterior poate da 5000 W

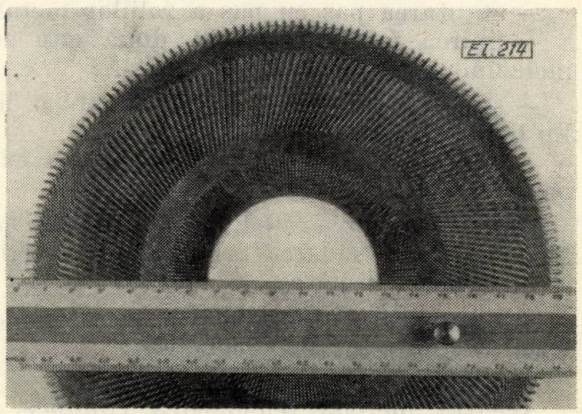


Fig. 11.Rotorul disc al motorului 2 RS 140—20.

Motorul 2 RS 140—10 este proiectat special pentru acționarea vanelor, motorul 2RS 84—8 este recomandat ca servomotor pentru mașini-unelte cu comandă program, motoarele RS 84—8 și 2 RS 62—8 sînt destinate pentru acționări de uz general.

Tabela 5

Caracteristicile cîtorva motoare cu rotor disc realizate la ICPE

Tipul motorului	Unitatea de măsură	2 RS – 140 – 10	RS 84 – 8	2 RS 84 – 8	2 RS 62 – 8
Date nominale					
Putere utilă	W	1000	130	140	52
Tensiunea	V	90	23	40	12
Curentul	A	13,4	8,7	5	8
Turaţia	rot/min	3 000	3 000	3 000	3 400
Inductor					
Diametrul mediu al sist. inductor	mm	140	84	84	62
Diametrul polilor	mm	37	27	27	20
Lungimea polilor	mm	25	40	40	31
Nr. polilor		2×10	8	8	8
Inducţia în întrefier	T	0,58	0,5	0,48	0,48
Întrefierul motorului	mm	4,5	3,4	2,6	2
Indus					
Felul înfăşurării		ondulată paralel	ondulată	ondulată-serie	ondulată-paralel
Diametrul minim al părţii frontale	mm	92	51,5	44	34
Diametrul maxim al părţii frontale	mm	185	120	115	84
Numărul de conductoare pe strat		196	141	141	129
Numărul de straturi		4	2	4	4
Pasul înfăşurării		39	35	35	32
Grosimea conductoarelor		0,35	0,35	0,2	0,2
Densitatea de curent în zona frontală	A/mm²	18,7	27	20	20
Sarcina liniară	A/cm	60	52	53,5	53

În figura 11 se prezintă rotorul disc al motorului 2 RS 140–10.

Pentru etapa următoare s-a prevăzut realizarea unor motoare cu magneţi din ferită pentru domeniul auto şi realizarea unor motoare de diferite puteri, mai mari de 1 kW cu ventilaţie forţată.

Concluzii

Motoarele electrice cu rotor disc şi conductoare lamelare reprezintă o soluţie tehnică modernă, atît din punct de vedere constructiv, şi tehnologic, prezentînd o mare fiabilitate.

Caracteristicile de sarcină şi de pornire ale acestor motoare permit utilizarea lor, atît ca motoare de uz general, cît mai ales ca servomotoare pentru cele mai diverse domenii. Aceste utilizări în automatică sînt deosebit de recomandate, avînd în vedere posibilităţile de reglaj electronic.

Motoare cu rotor disc şi conductoare lamelare, care comportă o tehnologie cu totul deosebită în ceea ce priveşte rotorul au fost realizate în I.C.P.E., cu performanţe asemănătoare motoarelor din străinătate şi urmează a intra în fabricaţie de serie în cursul anului 1971, încorporînd şi soluţii originale pe plan mondial.

Ţinînd seama de rapida dezvoltare în lume a motoarelor cu rotor disc şi de posibilităţile concrete de aplicare a lor la noi în ţară se va continua studierea acestor tipuri de motoare şi anume extinderea lor la alte tipodimensiuni necesare şi crearea de tipuri pentru noi domenii de utilizre.

Bibliografie

[1] * * * Printed armature lightens motors. In. Engineering **208**, nr. 5391, 1969, p. 196–198.

[2] *Lăzăroiu, D. F.* Maşinile electrice cu inerţie redusă. Bucureşti, Ed. Academiei R.S.R., 1969.

[3] * * * Method of manufacturing a disc armature. Patent USA CI 29–598, nr. 3382570, 1968.

[4] *Page, R.* Bobinage de machine electrique en conducteurs lamelaires. Patent Franco HO2K, nr. 1.522.082, 1968.

[5] * * * Moteurs à courant continu Axem-Servalco. Catalogue nr. 241–pv 3.

[6] * * * Moteurs à courant contínu Axem Catalogue CEM nr. 198/3. P.V., 1969.

Intrat în redacţie la 18. II. 1971

Unele considerente asupra optimării pe ordinator a proiectării motoarelor asincrone

HENRI ASLAN şi MOREL OPRIŞAN* – Bucureşti

CZ 621.313.333.001.14.:681.32

Scopul acestei lucrări este expunerea unei metode de optimare parţială electromagnetică a motoarelor asincrone. Această optimare se face considerînd ca singure variabile diametrul interior şi fluxul util al maşinii, toate celelalte dimensiuni (diametrul exterior, lungimea, dimensiunile crestăturii, întrefierul etc.) rămînînd neschimbate de la o soluţie la alta. În forma prezentă, metoda propusă nu ţine seamă de aspectul economic al optimizării, dar o extindere a metodei în viitor ar putea să completeze această latură a problemei.

1. Folosirea ordinatoarelor cu o capacitate suficientă, dă proiectantului de motoare electrice asincrone posibilitatea de a optima proiectarea şi de a obţine cea mai bună maşină pentru un anumit ansamblu de condiţii de funcţionare.

În fapt însă o astfel de maşină „total optimată" nu are decît un interes teoretic. Într-adevăr, din cauza variaţiei preţurilor şi a cerinţelor, în timp şi în spaţiu, maşina nu ar fi optimă decît într-un anume loc şi pentru un timp limitat; pe de altă parte, fiecare maşină proiectată în acest fel, ar fi un caz particular. Aceasta ar îngreuna mult fabricaţia şi ar duce la cheltuieli crescute ale pieselor şi motoarelor de rezervă, dată fiind limitarea seriilor de fabricaţie. Nevoia simplificării fabricaţiei şi a interschimbabilităţii motoarelor şi a pieselor de rezervă, face necesară standardizarea. A recurge la standardizare înseamnă însă, implicit, a renunţa la „optimarea totală" a majorităţii maşinilor; a hotărî, de exemplu, că două motoare să aibă o dimensiune comună, înseamnă, ipso facto, ca una din maşini să fie mai puţin bună decît dacă ar avea altă dimensiune, determinată prin calculul de optimare.

Dacă optimarea totală are dezavantaje şi o standardizare şi uniformizare excesivă, poate să ducă de asemenea la soluţii defectuoase. Este rolul proiectantului, ca între aceste două tendinţe contrarii, să găsească soluţiile constructive cele mai bune. El se va strădui deci să obţină optimări parţiale, cu consecinţe bine stăpînite şi motivate. Acestui proiectant i se adresează cele cîteva sugestii, încercări şi rezultate expuse în continuare.

2. La începutul proiectării maşinilor electrice, în primul sfert al acestui secol, toate dimensiunile precum şi toate performanţele unui motor electric, depindeau de voinţa şi de iscusinţa proiectantului. Azi, către sfîrşitul celui de al treilea sfert al secolului, atît performanţele cît şi o parte din dimensiuni sînt stabilite şi limitate prin norme şi standarde. Standardele în vigoare impun motoarelor valori limită pentru randament, factor de putere, cuplu de pornire, cuplu maxim etc.

După cei mai mulţi autori dimensionarea motorului porneşte de la stabilirea diametrului rotorului. Acesta se alege sau pe considerente statistice sau din raportul $\lambda = l/\tau$ în care l este lungimea pachetului şi τ pasul polar, însă rămîne la aprecierea proiectantului. Fluxul maşinii variază în trepte din cauză că numărul de spire în serie pe fază ia valori discrete. Adeseori este nevoie să se recurgă la artificii de bobinaj pentru a putea obţine variaţii destul de mici ale fluxului. Prima determinare a numărului de spire în serie pe fază se face pe considerente statistice ale fluxului în întrefier.

În realitatea practică însă se porneşte de la diametrul exterior al statorului care este impus din considerente economice de ştanţarea tablei ca şi de limitarea dată de încadrarea maşinii într-un anumit gabarit.

În ceea ce priveşte lungimea pachetului, ea rezultă în principal din diametrul ales, în funcţie de puterea maşinii. Micile limitări care mai sînt posibile rezultă din încadrarea maşinii în dimensiunile corespunzătoare fixării şi cuplării maşinii, de asemenea normalizate. Sînt standardizate dimensiunile conductoarelor utilizate la bobinaj, ale ventilatoarelor precum şi alte multe dimensiuni. Pe această cale, cu astfel de valori, se obţin maşini adesea bune, dar nu maşini optimale după cum rezultă şi din cele de mai sus.

Îngrădirile de mai sus reduc libertăţile proiectantului într-atît încît nu-i mai rămîn, în cele din urmă, decît puţine mărimi prin alegerea cărora să poată încerca, în plus de împlinirea cerinţelor temei de proiectare şi o limitată şi relativă optimare.

În prezenta lucrare se studiază o optimare prin variaţia diametrului interior al statorului şi al fluxului maşinii.

3. Pentru a se experimenta obţinerea unei op imări parţiale, s-au ales trei maşini executate şi s-a recalculat variaţia performanţelor lor în funcţie de două variabile : diametrul interior statoric şi fluxul, respectiv numărul de spire în serie pe fază.

Maşinile asupra cărora s-au efectuat calculele ale căror rezultate sînt prezentate în continuare, au fost luate din gabaritele reprezenta-

* Ing. *H. Aslan*, laureat al Premiului de Stat, este cercetător principal la I.C.P.E., iar ing. *M. Oprişan* lucrează în secţia Maşini electrice din acelaşi institut.

tive 160 ; 200 ; 280 (cifrele indică cota de înălțime a axului mașinii) la mașini de medie putere (respectiv de 18,5 kW ; 45 kW și 132kW) pentru turația de 1 500 r.p.m. Prototipurile executate ale acestor mașini sînt considerate bine reușite la încercările experimentale la care au fost supuse.

În vederea calculelor de optimare a acestor mașini, s-au dat cîteva valori diametrului interior D_i și numărului de spire în serie pe fază W_1 a înfășurării primare, adică valori noi în jurul valorilor alese pentru motorul executat și pe cît posibil, atît în plus cît și în minus.

Acest lucru s-a făcut avînd grijă ca valorile alese să fie destul de apropiate încît să permită menținerea aceleiași geometrii a mașinii. La alegerea valorilor pentru W_1, s-a ținut de asemenea seama ca factorul de umplere al crestăturii să rămînă în limite admisibile, din care cauză, a fost nevoie într-un caz să se reducă ușor secțiunea conductorului. Aceasta s-a întîmplat datorită faptului că calculele s-au efectuat pornind de la valoarea medie, variația făcîndu-se în sus și în jos.

Acest inconvenient poate fi deci evitat la aplicarea în viitor a metodei, plecînd întotdeauna de la diametrul interior cel mai mare către cel mai mic și de la numărul cel mai mare de spire în serie pe fază către cel mai mic. În acest mod dacă tot restul geometriei se păstrează neschimbată, tot ce se poate întîmpla este ca factorul de umplere al crestăturii statorului sau inducția în jugul statoric să fie mai mici. Dacă chiar astfel mașina este mai bună, cu atît mai mult va fi mașina, mai bună dacă se va ajusta crestătura.

Cu rezultatele obținute, s-au trasat curbele η = ct, cos φ = ct și Mp = ct, care să delimiteze, în coordonatele : D_i, W_1, zona permisă, în care trebuie să se găsească mașina ca să realizeze performanțele căutate.

S-au efectuat cu ajutorul calculatorului electronic „ELLIOTT 4120" calcule pentru cele 3 motoare asincrone obținînd, cît mai multe variante pentru fiecare, în vederea acoperirii unei zone cît mai mari cu valorile performanțelor acestor mașini.

Metodica de calcul și programul folosit au fost cele obișnuite respectiv acelea întrebuințate la proiectarea seriei unitare și au fost verificate pînă în prezent pe mai mult de 50 prototipuri executate și încercate.

În ceea ce privește modul de lucru, s-a procedat în felul următor, pentru mașina de 18,5 kW ; din gabarit 160 M ; 4 poli.

Mașina construită are un diametru interior de 165 mm și W_1 = 126 spire ; s-a variat diametrul din 2 în 2 mm atît în plus cît și în minus față de cel inițial, calculele fiind făcute pentru diametrele de 161, 163, 165, 167 și 169 (mm).

Cît despre W_1, pentru a obține un factor de umplere, admisibil al crestăturii, păstrîndu-i aceeași geometrie și același conductor, s-au luat valorile 124, 122 și 120, mai mici decît la mașina construită. Pentru valoarea W_1 = 128, s-a folosit un conductor cu diametrul 0,9 mm (față de diametrul 0,95 mm în celelalte cazuri) densitatea de curent rămînînd totuși destul de scăzută. În acest fel, s-a putut calcula pentru fiecare din cele 5 diametre interioare alese, cîte 5 mașini cu număr de spire în serie pe fază diferit. Rezultatele performanțelor caracteristice celor 25 de variante calculate (η,cosφ, M_p/M_u = $= m_p$ și $M_k/M_u = m_k$), sînt prezentate în tabela 1. Reprezentarea grafică a valorilor deduse

Tabela 1

Valorile obținute pentru cos φ, η, m_p și m_k la cele 25 variante ale mașinii 18,5 kW, 1500 rot/min din gabaritul 160 M.

D_i, mm	W_1	cos φ	η	m_p	m_k
161	120	0,864582	0,911727	2,575	3,162
	122	0,872171	0,911671	2,495	3,128
	124	0,877091	0,911405	2,358	2,979
	126	0,880892	0,911018	2,220	2,848
	128	0,883956	0,906989	2,021	2,640
163	120	0,864187	0,911051	2,665	3,300
	122	0,871600	0,910983	2,508	3,138
	124	0,877518	0,910794	2,360	2,980
	126	0,881268	0,910392	2,190	2,840
	128	0,884889	0,906431	1,995	2,639
165	120	0,858419	0,909922	2,718	3,370
	122	0,867004	0,910058	2,558	3,192
	124	0,874789	0,909916	2,399	3,030
	126	0,879330	0,909562	2,250	2,885
	128	0,883965	0,905827	2,042	2,658
167	120	0,843960	0,908057	3,020	3,520
	122	0,856670	0,908517	2,745	3,310
	124	0,867667	0,908695	2,555	3,138
	126	0,873972	0,908471	2,410	2,980
	128	0,880881	0,904924	2,157	2,738
169	120	0,817550	0,905262	3,220	3,725
	122	0,837191	0,906286	3,017	3,510
	124	0,851397	0,906702	2,805	3,317
	126	0,861667	0,906814	2,630	3,140
	128	0,872615	0,903517	2,325	2,880

din această tabelă este dată în figura 1 în care s-au trasat însă numai curbele reprezentînd valoarea limitată prin standard : cos φ = 0,85 precum și valoarea m_p = 2,5 și η = 0,9, propusă.

Soluția mașinii (definită printr-un diametru exterior dat, printr-o lungime dată și prin anumite performanțe impuse prin norme), va trebui să se încadreze în zona „permisă" îngrădită de aceste curbe (suprafața hașurată).

Pentru mașina de 45 kW din gabarit 200 L cu 2 p = 4 s-au dat diametrului interior valorile 206, 208, 210, 212, 214 (mm) (D_i = 210 mm fiind valoare cu care s-a executat prototipul), iar numărului de spire în serie pe fază, valorile, 68, 70, 72, 74 pe lîngă valoarea W_1 = = 76 a prototipului. Rezultatele obținute sînt

Tabela 2

Valorile pentru cos φ, η, m_p şi m_k la cele 25 variante ale maşinii de 45 kW, 1500 rot/min din gabaritul 200 L –

D_i, mm	W_1	cos φ	η	m_p	m_k
206	68	—	—	—	—
	70	—	—	—	—
	72	0,892699	0,929192	3,620	4,445
	74	0,905572	0,929393	3,325	4,120
	76	0,912795	0,929201	3,085	3,838
208	68	—	—	—	—
	70	0,873195	0,928164	4,03	4,83
	72	0,893227	0,928788	3,658	4,460
	74	0,905838	0,929000	3,330	4,130
	76	0,913371	0,928810	3,041	3,852
210	68	—	—	—	—
	70	0,866216	0,927388	4,135	4,935
	72	0,890269	0,928238	3,737	4,535
	74	0,904137	0,928986	3,390	4,175
	76	0,913758	0,928429	3,095	3,870
212	68	—	—	—	—
	70	—	—	—	—
	72	0,881499	0,927346	3,945	4,640
	74	0,900027	0,927844	3,573	4,245
	76	0,910690	0,927814	3,200	3,905
214	68	—	—	—	—
	70	—	—	—	—
	72	0,869653	0,926318	4,145	4,785
	74	0,890640	0,926905	3,738	4,421
	76	0,904839	0,927092	3,370	4,035

Rezultatele care lipsesc corespund unor inducţii prea mari pentru a fi cuprinse în curba de magnetizare de care dispunea maşina de calculat.

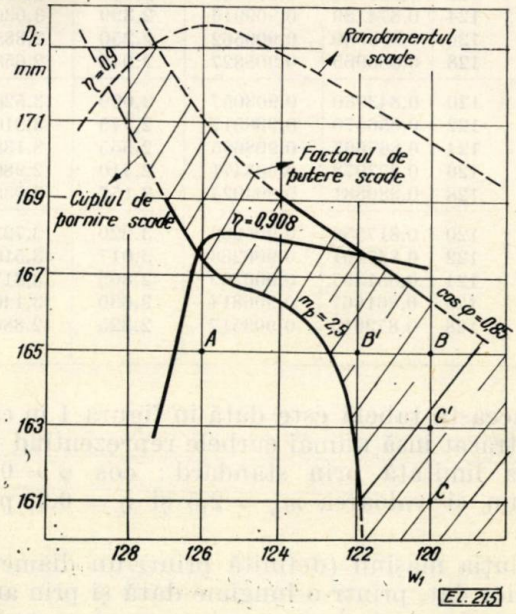


Fig. 1. Determinarea zonei permise pentru motorul de 18,5 kW, 1500 rot/min.

prezentate în tabela 2. În acelaşi mod s-a procedat cu maşina de 132 kW din gabarit 280 M care s-a calculat cu valorile 296, 298, 299, 300, 301, 302, 304 (mm) a diametrului interior (D_i = =300 mm diametrul interior al prototipului) şi cu valorile 40, 42, 44, 45, 46 pentru numărul de spire în serie pe fază pentru D_i = 296, 298,

Tabela 3

Valorile obţinute pentru cos φ, η m_p şi m_k la cele 38 variante ale maşinii de 132 kW, 1500 rot/min din gabaritul 280 M.

D_i, mm	W_1	cos φ	η	m_p	m_k
296	40	0,815423	0,941562	4,252	4,580
	42	0,871868	0,943568	3,475	3,958
	44	0,902570	0,944387	2,850	3,439
	45	0,911599	0,944517	2,590	3,221
	46	0,916884	0,944439	2,360	3,035
298	40	—	—	—	—
	42	0,858306	0,942803	3,710	4,030
	44	0,894825	0,943819	3,020	3,518
	45	0,905385	0,944003	2,725	3,295
	46	0,912924	0,944045	2,475	3,090
299	40	—	—	—	—
	42	0,850920	0,942387	3,580	4,091
	44	0,890976	0,943545	3,023	3,563
	45	0,901661	0,943740	2,791	3,327
	46	0,910867	0,943862	2,550	3,117
	48	0,919223	0,943575	2,113	2,757
300	40	—	—	—	—
	42	0,841547	0,941886	3,658	4,146
	44	0,884282	0,943174	3,100	3,608
	45	0,897781	0,943465	2,831	3,369
	46	0,907225	0,943598	2,592	3,157
	48	0,917717	0,943399	2,176	2,786
301	40	—	—	—	—
	42	0,831557	0,941373	3,729	4,195
	44	0,877113	0,942779	3,170	3,153
	45	0,893444	0,943173	2,913	3,418
	46	0,903473	0,943332	2,658	3,195
	48	0,915744	0,943207	2,232	2,815
302	40	—	—	—	—
	42	—	—	—	—
	44	0,869145	0,942340	3,238	3,700
	45	0,886505	0,942806	2,985	3,460
	46	0,899507	0,943053	2,732	3,238
304	40	—	—	—	—
	42	—	—	—	—
	44	0,851315	0,941394	3,382	3,750
	45	0,871313	0,941962	3,138	3,550
	46	0,886603	0,942295	2,820	3,210

302, 304 (mm) şi s-a adăugat W_1 = 48 pentru D_i = 299, 300, 301 (mm) cu scopul de a obţine o mai bună descriere a curbelor căutate. (W_1 = = 45 este valoarea aleasă pentru prototip). Rezultatele obţinute sînt prezentate în tabela 3. Curbele obţinute pentru aceste două maşini sînt prezentate în figurile 2 şi respectiv 3.

4. În ceea ce priveşte locul ocupat de prototipurile ale căror date au fost luate ca bază de plecare, faţă de zonele permise determinate în figurile 1,2,3 se pot observa următoarele:

— maşina de 18,5 kW din gabarit 160 M nu se încadrează în zona permisă, definită de curbele a căror semnificaţie a fost arătată mai sus. Acest lucru din cauza cuplului de pornire care este mai mic decît cel propus, respectiv m_p = = 2,3 faţă de 2,5 propus (punctul *A* pe fig. 1); Se poate vedea că prin reducerea numărului de spire în serie pe fază de la 126 la 122 sau chiar

120, se poate obține fără nici o cheltuială suplimentară, o deplasare a mașinii în zona dorită (punctul B). De asemenea se poate aprecia că la o eventuală reproiectare a mașinii, luîndu-se un diametru interior mai mic, de pildă D_i =

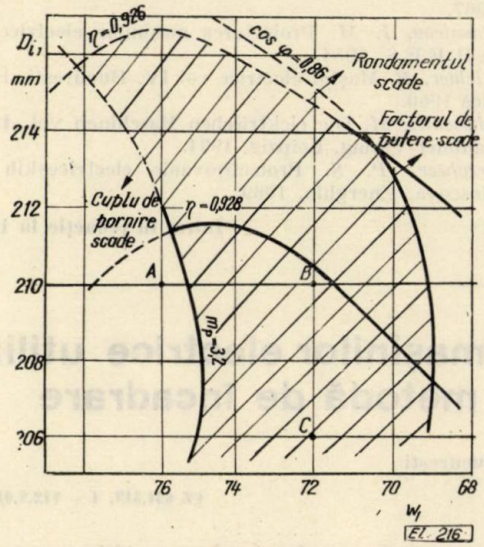


Fig. 2. Determinarea zonei permise pentru motorul de 45 kW, 1500 rot/min.

= 161 mm, s-ar putea merge spre randamente mai mari fără a afecta celelalte caracteristici (punctul C);

— mașina de 45 kW din gabarit 200 L, se găsește aproximativ în aceeași situație cu

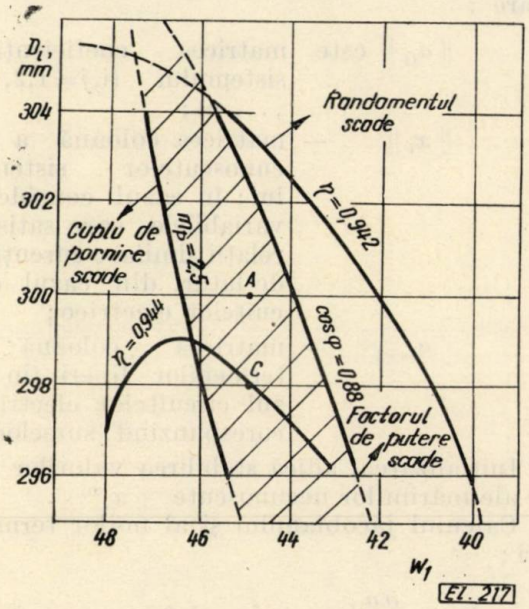


Fig. 3. Determinarea zonei permise pentru motorul de 132 kW, 1500 rot/min.

cea descrisă anterior, cuplul realizat fiind 2,1 față de cel propus m_p = 3,2 (punctul A pe fig. 2). La această mașină de asemenea s-ar putea obține un cuplu mai mare fără cheltuieli suplimentare, reducînd W_1 de la 76 la 72 (punctul B), iar la o eventuală reproiectare, un diametru interior mai mic (206 mm) ar duce la un randament mai mare fără a afecta celelalte caracteristici (punctul C);

— în ceea ce privește mașina de 132 kW din gabarit 280 M, această mașină este bine plasată în cîmpul permis, fiind încadrată de toate cele 3 curbe limită (punctul A pe fig. 3). O ușoară creștere a randamentului acestei mașini s-ar putea obține la o eventuală reproiectare prin scăderea diametrului interior de la 300 la 298 mm (punctul C). Din curbele trasate se vede că în starea actuală a prototipului, acesta este o mașină supradimensională.

5. Este adevărat că în rezultatele prezentate și comentate nu s-a ținut seamă de anumite aspecte, cîteodată foarte importante, ca de pildă încălzirea. S-a considerat că mașinile discutate au o rezervă de încălzire suficientă pentru a permite fără neajuns, o eventuală mică creștere de temperatură. Pentru viitor, metodica propusă aici, poate să fie completată prin curbe limită a încălzirii, a inducției sau a altor parametri sau performanțe.

Dacă același diametru interior trebuie să satisfacă 2 motoare (cu lungimi diferite) sînt două cazuri posibile:

— să fie diametrul interior cel mai bun pentru unul din motoare și să se potrivească „oarecum" și la celălalt motor;

— să nu fie optim pentru nici unul, dar să se potrivească la fel de bine pentru ambele motoare.

În amîndouă cazurile este bine și chiar necesar să se cunoască care ar fi diametrul interior optim pentru fiecare din cele două motoare în parte.

Prin continua extindere a folosirii calculatoarelor electronice, se poate prevedea ca în viitor o parte a muncii de sistematizare a rezultatelor, în cazul de față trasarea curbelor limită și stabilirea „zonelor permise", să se efectueze de asemenea cu ajutorul calculatorului, prin elaborarea unui program adecvat. În cazul unui astfel de program, în final s-ar putea obține grafic zonele căutate, precum și caracteristicile mașinilor ce se încadrează în aceste zone.

★

Aducem mulțumiri colectivului de matematicieni care prin perseverența și buna lor voință au contribuit la obținerea rezultatelor de calcul prezentate în această lucrare.

Articolul de față ar putea fi considerat ca o urmare a articolului publicat în „Buletinul MEE" nr. 9 din septembrie 1950 [1]. Între aceste două articole care prezintă aceeași idee nu au trecut numai 20 de ani, ci s-a produs o schimbare extrem de importantă: Calculatoarele electronice au devenit accesibile proiectării curente, au devenit unul din principalele ins-

trumente ale proiectantului. Ceea ce cu 20 de ani în urmă era cantonat în domeniul teoriei din cauza volumului uriaş al calculelor necesare poate astăzi datorită vitezei şi memoriei calculatoarelor electronice, să devină o metodă practică de calcul de optimare parţială.

Lista de notaţii

W_1 — numărul de spire în serie pe fază în stator
D_i — diametrul interior statoric
l — lungimea pachetului statoric
τ — pasul polar
λ — coeficientul de formă

Bibliografie

[1] *Aslan, H.* Calculul electromagnetic al motorului asincron. În : Buletinul M.E.E. nr. 9, sept 1950.
[2] *Bălă, C. V.* Proiectarea maşinilor electrice. Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1967.
[3] *Draper, A.* Electrical Machines. Longmans, London, 1967.
[4] *Posnicov, I. M.* Proiectarea maşinilor electrice, Bucureşti, E.E.S. 1954,
[5] *Richter, R.* Maşini electrice vol IV. Bucureşti, Ed. Tehnică 1960.
[6] *Liwschitz, M.* Die elektrischen Maschinen vol. III. B.G. Taubner-Varlag, Leipzig, 1934.
[7] *Sergheev, P. S.* Proiectirovanie electriceskih maşin. Moscova, Energhia, 1969.

Intrat în redacţie la 13.I.1971

Calculul circuitelor de ventilaţie ale maşinilor electrice utilizînd metoda Newton, iniţializată printr-o metodă de încadrare

FANICĂ SPINEI, NICOLAE NECULA şi RĂZVAN MĂGUREANU* – Bucureşti

CZ 621.313. 1 – 712.2.017.7.001.24

Circuitele de ventilaţie ale maşinilor electrice, cu un pronunţat caracter neliniar, fac parte din clasa circuitelor neelectrice, care, fiind caracterizate prin ecuaţii izomorfe cu ecuaţiile corespunzătoare teoremelor lui Kirchhoff, pot fi rezolvate cu metode proprii teoriei circuitelor electrice. Într-o lucrare recentă [1] rezolvarea circuitelor de ventilaţie se face folosind metode de transfigurare.

În lucrarea de faţă se utilizează pentru rezolvare metoda iterativă Newton. O problemă esenţială de care depinde în special timpul de calcul (numărul de iteraţii necesare pentru obţinerea soluţiei cu un anumit grad de precizie) precum şi convergenţa metodei în cazurile generale este alegerea valorilor iniţiale, sau iniţializarea. S-a utilizat pentru iniţializare metoda de analiză a circuitelor electrice neliniare de curent continuu [2], bazate pe încadrarea din ce în ce mai exactă a soluţiei. Iniţializarea corespunde medierii limitelor de variaţie ale curenţilor din laturile neliniare ale circuitului, stabilite în etapa auxiliară a metodei; aceasta presupune calculul unor regimuri obţinute prin combinaţii de scurtcircuite şi deconectări ale laturilor neliniare.

În lucrare se indică algoritmul de calcul folosit, programarea în Fortran şi rezultatele concrete pentru circuitul considerat, obţinute cu o eroare mai mică de 1‰.

Algoritmul de calcul utilizat

Pentru rezolvarea unui circuit neliniar de curent continuu sau a unui circuit echivalent din punct de vedere al ecuaţiilor, se poate utiliza metoda numerică Newton [3].

Etapele de aplicare ale metodei sînt următoarele.

1. Scrierea sistemului de ecuaţii corespunzător circuitului care trebuie analizat :

$$\| a_{ij} \| \cdot \| x_i \| = \| a_{in+1} \|, \qquad (1)$$

în care :

$\| a_{ij} \|$ este matricea coeficienţilor sistemului $(i,j=1,2,\ldots,n)$;
$\| x_i \|$ — matricea coloană a necunoscutelor sistemului; în cazul considerat variabilele care satisfac relaţii similare curenţilor de laturi din cazul circuitelor electrice;
$\| a_{in+1} \|$ — matricea coloană a termenilor liberi (în cazul circuitelor electrice; corespunzînd surselor).

2. Iniţializarea, adică stabilirea valorilor iniţiale ale mărimilor necunoscute $\| x_i^{(0)} \|$.

3. Calculul jacobianului şi al noilor termeni liberi :

$$b_{ij} = \frac{\partial a_{ij}}{\partial x_j}; \quad (i, j, = 1,2,\ldots, n) \qquad (2)$$

$$c_i = a_{in+1} - \sum_{j=1}^{n} a_{ij} x_j .$$

4. Rezolvarea sistemului liniar :

$$\| b_{ij} \| \cdot \| y_i \| = \| c_i \|; \qquad (3)$$

* Ing. *F. Spinei* şi dr. ing. *N. Necula* sînt şefi de lucrări, iar dr. ing. *R. Măgureanu* este asistent la Institutul Politehnic Bucureşti.

în cadrul programului prezentat în continuare. s-a utilizat pentru rezolvare metoda Gauss [4].

5. Modificarea valorilor mărimilor necunoscute :

$$x_i^{(k+1)} = x_i^{(k)} + y_i^k \,, \tag{4}$$

„k" fiind etapa de iterație în curs de desfășurare iar „$k + 1$" etapa următoare.

6. Dacă pentru orice $i = 1,2,\ldots, n$, este satisfăcută relația

$$\left| \frac{y_i}{x_i} \right| \leqslant \varepsilon, \tag{5}$$

unde ε este eroarea maximă admisă, calculul se consideră terminat; în caz contrar calculul se reia de la etapa a 3-a.

Schema bloc a algoritmului de calcul este reprezentată în figura 1.

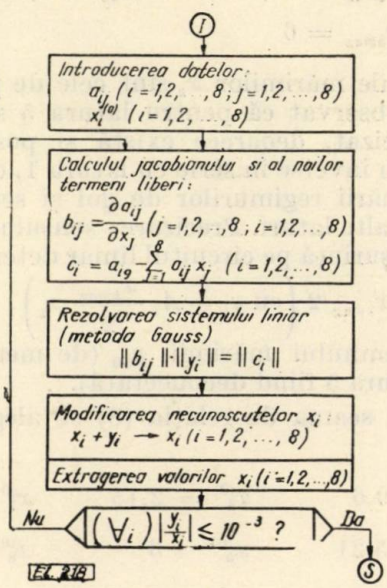


Fig. 1. Algoritmul de calcul utilizat pentru programare.

Inițializarea

Problema fundamentală în aplicarea metodei de calcul descrise este alegerea valorilor inițiale ale mărimilor necunoscute. În cazul general, de inițializare depinde atît satisfacerea condiției de convergență a metodei [3], cît și rapiditatea obținerii soluției (adică numărul de iterații necesar pentru obținerea soluțiilor cu precizia impusă).

Pentru circuite conținînd elemente neliniare care satisfac, pentru orice x relația

$$\frac{\dfrac{dy}{dx}}{\dfrac{y}{x}} > 1 \quad \left(\text{sau} \frac{\dfrac{dy}{dx}}{\dfrac{y}{x}} < 1 \right), \tag{6}$$

unde $y(x)$ reprezintă caracteristica elementului considerat, y și x fiind mărimi care satisfac relații de forma celei de a doua și respectiv primei teoreme a lui Kirchhoff, a fost recent stabilită o metodă de calcul bazată pe încadrarea soluțiilor [2]. Metoda se bazează pe faptul că y/x (rezistența statică în cazul circuitelor electrice) scade sau crește monoton cu x în cazul îndeplinirii condiției (6), și pe faptul că mărimea x_k se poate exprima într-un circuit liniar cu o latură modificabilă j [2].

$$x_k = x_{ko} + \frac{x_{ksc} - x_{ko}}{1 + K_{jjsc}\,(y_j/x_j)}, \tag{7}$$

în care :

x_{ko} este valoarea mărimii x_k cînd latura j este întreruptă (adică $x_j = 0$);

x_{ksc} — valoarea mărimii x_k cînd latura j este scurtcircuitată (adică $y_j = 0$);

K_{jjsc} — o constantă, reprezentînd în cazul circuitelor electrice conductanța proprie de transfer a laturii j, cînd aceasta este scurtcircuitată.

Relația (7) implică pentru x_k o variație monoton crescătoare sau descrescătoare cînd $y_j/x_j \in [0,\infty)$, după cum valoarea x_{ko} este mai mare sau mai mică decît x_{ksc}.

Metoda de încadrare [2] se bazează pe teorema „Valorilor extreme ale mărimilor x_k corespunzătoare laturilor unui circuit neliniar, conținînd elemente avînd caracteristici ce satisfac condiția (6), se determină din regimurile de funcționare rezultate prin realizarea tuturor combinațiilor posibile ale valorilor extreme y_k/x_k."

Prima etapă auxiliară prevede determinarea primului domeniu, și evident cel mai larg de variație, al mărimilor x_k prin realizarea regimurilor de funcționare rezultînd din combinații de întreruperi și scurtcircuitări ale laturilor neliniare. În această etapă se precizează și semnul mărimilor x_k. Valorile x_{kmin} și x_{kmax} restrîng intervalul de variație pentru y_k/x_k, presupus inițial $[0,\infty]$. Prin aplicarea succesivă a unui procedeu similar se obține o încadrare oricît de exactă a mărmilor x_k, prin mărimea volumului de calcule.

Pentru inițializare se folosește etapa auxiliară, mai sus descrisă, luînd :

$$x_k^{(0)} = \frac{x_{kmin} + x_{kmax}}{2} = \frac{x_{kmax}}{2}, \tag{8}$$

unde $x_{kmin} = 0$, corespunde întreruperii laturii k.

Exemplu de calcul

Se consideră schema echivalentă a circuitului de ventilație al unui turbogenerator sin-

cron de 60 MVA răcit cu hidrogen [1], reprezentată în figura 2a. Cele 23 de elemente componente, cu neliniarităţi de tipul $y = Ax^2$, au următoarele valori pentru coeficienţi :

$A_1 = 0{,}025$ $A_9 = 0{,}200$ $A_{17} = 0{,}225$
$A_2 = 0{,}035$ $A_{10} = 0{,}100$ $A_{18} = 0{,}175$
$A_3 = 0{,}500$ $A_{11} = 0{,}150$ $A_{19} = 7{,}500$
$A_4 = 0{,}125$ $A_{12} = 1{,}500$ $A_{20} = 35{,}50$
$A_5 = 0{,}125$ $A_{13} = 0{,}750$ $A_{21} = 10{,}50$
$A_6 = 0{,}005$ $A_{14} = 7{,}500$ $A_{22} = 2{,}800$
$A_7 = 10$ $A_{15} = 4$ $A_{23} = 1{,}250,$
$A_8 = 5{,}750$ $A_{16} = 1{,}250$

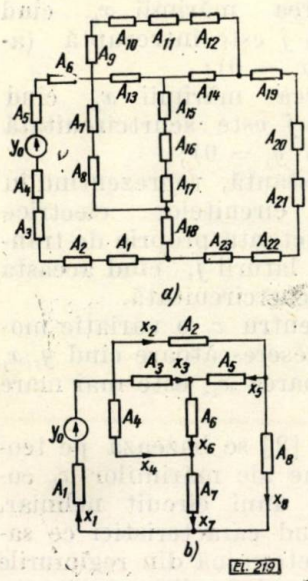


Fig. 2. Schema echivalentă a circuitului de ventilaţie al unei maşini electrice :
a) în forma sa iniţială ; b) după înlocuirea elementelor serie cu cîte un singur element echivalent.

coeficienţii A_k sînt exprimaţi în Ns^2/m^8 ; $y_0 = 300$ N/m^2 este presiunea asigurată de ventilator ; x_k, în m^3/s, sînt debitele corespunzătoare laturilor circuitului de ventilaţie.

Prin înlocuirea grupurilor de elemente conectate în serie, cu cîte un singur element avînd coeficientul egal cu suma coeficienţilor elementelor componente, se obţine schema din figura 2b în care :

$A_1 = 0{,}815$ $A_4 = 15{,}75$ $A_7 = 0{,}175$
$A_2 = 1{,}95$ $A_5 = 7{,}5$ $A_8 = 57{,}55$
$A_3 = 0{,}75$ $A_6 = 5{,}475$

Sistemul de ecuaţii obţinut prin aplicarea teoremelor lui Kirchhoff, este următorul :

$$-x_1 + x_2 + x_3 + x_4 = 0$$
$$x_3 + x_5 - x_6 = 0$$
$$x_2 - x_5 - x_8 = 0$$
$$x_4 + x_6 - x_7 = 0 \qquad (9)$$
$$0{,}815\,x_1^2 + 15{,}75\,x_4^2 + 0{,}175\,x_7^2 = 300$$
$$0{,}75\,x_3^2 + 5{,}475\,x_6^2 - 15{,}75\,x_4^2 = 0$$
$$1{,}95\,x_2^2 + 7{,}5\,x_5^2 - 0{,}75\,x_3^2 = 0$$
$$7{,}5\,x_5^2 + 5{,}475\,x_6^2 + 0{,}175\,x_7^2 - 57{,}55\,x_8^2 = 0\,.$$

Pentru iniţializare s-a ţinut seamă că x_{kmax} rezultă :

— pentru latura 1 cînd extremităţile acesteia sînt scurtcircuitate ;

— pentru celelalte laturi, cînd sînt înseriate cu latura 1, ca urmare a întreruperii sau scurcircuitării celorlalte laturi.

Ca urmare rezultă :

$$x_{1max} = \sqrt{\frac{y_0}{A_1}} = 19{,}2, \qquad x_{kmax} = \sqrt{\frac{y_0}{A_1 + A_k}};$$

$x_{2max} = 10{,}42$ $x_{6max} = 6{,}94$
$x_{3max} = 13{,}85$ $x_{7max} = 17{,}4$
$x_{4max} = 4{,}26$ $x_{8max} = 2{,}27.$
$x_{5max} = 6$

Sensurile mărimilor x_k sînt cele de pe figura 2b. De observat că pentru latura 5 sensul nu este precizat, deoarece există şi posibilitatea conectării inverse în serie cu latura 1, ca urmare a combinării regimurilor de gol şi scurtcircuit ale celorlalte laturi. Precizarea sensului se poate face cu uşurinţă pe circuitul liniar determinat de valorile $x_{kmax}/2$ $\left(\text{cu } y_k = A_k \frac{x_{kmax}}{2}\, x_k\right)$, prin stabilirea semnului mărimii y_{50} (de mers în gol, adică latura 5 fiind deconectată).

Ţinînd seama de relaţia (8) se aleg valorile iniţiale :

$x_1^{(0)} = 9{,}6$ $x_4^{(0)} = 2{,}13$ $x_7^{(0)} = 8{,}7$
$x_2^{(0)} = 5{,}21$ $x_5^{(0)} = 3$ $x_8^{(0)} = 1{,}14$
$x_3^{(0)} = 6{,}92$ $x_6^{(0)} = 3{,}47.$

Programul în Fortran, utilizînd algoritmul din figura 1, este următorul :

```
      COMMON B (5Ø, 51),X (5Ø),N,D
      REAL A(8,9),C(8)
      READ (1,1) (A(I,J), I = 1,8), J = 1,9)
    1 FORMAT (8F1Ø.5)
      READ (1,1) (C(I), I = 1,8)
      N = 8
    2 DO 3 I = 1,4
      Y = Ø
      DO 4 J = 1,8
      Y = Y + A(I,J) * C(J)
    4 B(I,J) = 1(I,J)
    3 B(I,9) = A(I,9) - Y
      DO 5 I = 5,8
      Y = Ø
      DO 6 J = 1,8
      Y = Y + A(I,J) * C(J) * C(J)
    6 B(I,J) = 2.*A(I,J) * C(J)
    5 B(I,9) = A(I,9) - Y
      CALL SISTEC
      IF(D) 7,8,7
    8 WRITE(3,9)
    9 FORMAT (1ØX, DET =-= Ø')
   13 STOP
```

```
      7 K = Ø
        DO 1Ø I = 1,8
        C(I) = C(I) + X(I)
        IF(ABS(X(I)/C(I)) - Ø.ØØ1) 1Ø,1Ø,11
     11 K = 1
     1Ø CONTINUE
        WRITE(3,12) (C(I),I = 1,8)
     12 FORMAT (1ØX,8F1Ø.5)
        IF(K) 2,13,2
        END
```

Datele sînt :

−1.	Ø.	Ø.	Ø.	Ø.815	Ø.	Ø.	Ø.	
1.	Ø.	1.	Ø.	Ø.	Ø.	1.95	Ø.	
1.	1.	Ø.	Ø.	Ø.	Ø.75	−Ø.75	Ø.	
1.	Ø.	Ø.	1.	15.75	−15.75	Ø.	Ø.	Coeficienții
Ø.	1.	−1.	Ø.	Ø.	Ø.	7.5	7.5	sistemului
Ø.	−1.	Ø.	1.	Ø.	5.475	Ø.	5.475	de ecuații
Ø.	Ø.	Ø.	−1.	Ø.175	Ø.	Ø.	Ø.175	
Ø.	Ø.	−1.	Ø.	Ø.	Ø.	Ø.	−57.55	
Ø.	Ø.	Ø.	Ø.	3ØØ.	Ø.	Ø.	Ø.	
9.6	5.21	6.92	2.13	3.	3.47	8.7	1.14	$x_i^{(0)}$

Prelucrarea datelor s-a făcut pe un calculator IBM 360. Rezultatele sînt consemnate mai jos, corespunzînd, în ordine, celor 5 iterații efectuate de calculator :

$x_1 =$ 11,66543	$x_4 =$ 3,69033	$x_7 =$ 9,74359
10,91402	3,47088	9,09410
10,88291	3,46500	9,06400
10,88262	3,46504	9,06362
10,88262	3,46504	9,06362
$x_2 =$ 3,35248	$x_5 =$ 1,43063	$x_8 =$ 1,92185
2,69859	0,87867	1,81992
2,59149	0,77258	1,81891
2,58793	0,76893	1,81900
2,58792	0,76892	1,81900
$x_3 =$ 4,62263	$x_6 =$ 6,05326	
4,74454	5,62322	
4,82642	5,59900	
4,82965	5,59857	
4,82965	5,59857	

Timpul de lucru pe calculator (compilare plus calcul) a fost sub 3 minute, din care timpul de calcul efectiv sub 1 minut.

Concluzii și observații

1. Pentru caracteristici neliniare de forma $y = Ax^2$, condiția de convergență a metodei Newton [3] este totdeauna satisfăcută; aceste caracteristici îndeplinesc totdeauna condiția(6).

2. Inițializarea propusă în lucrare asigură pentru o precizie de $1°/_{00}$ un număr redus de iterații; efectiv sînt necesare patru iterații, deoarece se observă că la a 5-a iterație se modifică numai x_2 și x_5 la cea de a 6-a, respectiv a 5-a cifră semnificativă. Se observă de asemenea că trei iterații asigură o precizie de 1%.

3. În comparație cu rezolvarea prin metode de transfigurare [1], algoritmul prezentat este mai ușor programabil nedepinzînd de structura topologică a circuitului și conținînd un număr de operații tip mai reduse ca număr; rezolvarea prezentată în această lucrare asigură în trei iterații o precizie de 1%, iar prin transfigurare după două iterații eroarea maximă este de 2,8% (la mărimea x_5).

4. Algoritmul descris în lucrare este util pentru rezolvarea sistemelor de ecuații neliniare în general.

5. Programul Fortran prezentat poate fi util pentru orice circuit de forma celui din figura 2a, prin simpla modificare a „datelor". Programul folosește subrutina de rezolvare a sistemelor liniare de ecuații prin metoda Gauss (comanda CALL SISTEC).

Bibliografie

[1] *Crăciunescu, A. A.*, și *Bucurenciu, S.A.* Folosirea metodelor de transfigurare la calculul circuitelor de ventilație ale mașinilor electrice. În : Electrotehnica **17**, nr. 12, 1969, p. 461–466.

[2] *Spinei, F.* A method of analysis for d.c. nonlinear electrical networks. În Rev. Roum. Sci. Techn-Electrotechn et Energ. 16, nr. 2, 1971, 291–298

[3] *Bondarenko, V. M.* Voprosî analiza nelineinîh elektriceskih i elektronnîh țepei. Kiev, Naukova Dumka, 1967.

[4] *Jankó B.* Rezolvarea numerică a sistemelor de ecuații liniare București, Ed. Acad. R.P.R., 1961.

Intrat în redacție la 28.I.1971

Invertoare care funcționează pe principiul modulării impulsurilor în durată

LAURENȚIU TURIC* – Iași

CZ 621.314.58.018.32.001.2

Instalațiile de acționare cu viteză reglabilă, echipate cu motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit, au început să se impună numai o dată cu apariția convertoarelor de frecvență realizate cu tiristoare. În componența unei instalații de reglare a vitezei cu motoare asincrone intră în mod obișnuit un redresor comandat sau necomandat, un invertor prevăzut cu circuite de comandă adecvate și partea de reglare automată. În convertor trebuie să existe posibilitatea reglării în limite largi a amplitudinii și frecvenței tensiunii de ieșire, de-

* Dr. ing *L. Turic* este șef de lucrări la Institutul politehnic – Iași.

oarece numai în această condiţie este posibilă şi reglarea vitezei într-o gamă mare, fără ca maşina să se satureze. Circuitele de comandă trebuie să asigure reglarea rapidă a frecvenţei şi amplitudinii tensiunii de ieşire în vederea unor performanţe dinamice superioare. Frecvenţa tensiunii de ieşire se comandă prin intermediul unor convertoare tensiune — frecvenţă. Pentru reglarea amplitudinii se foloseşte una dintre următoarele metode : reglarea tensiunii prin circuitul intermediar de c.c., reglarea tensiunii de ieşire a invertorului prin înserierea unor dispozitive adecvate între invertor şi sarcină, reglarea tensiunii prin invertor.

Primele două metode au aplicaţii restrînse, utilizîndu-se numai în instalaţiile cu domeniu mic de reglare a vitezei. La reglarea tensiunii prin circuitul intermediar de c.c. apar dezavantajele : dependenţa circuitelor de stingere de mărimea tensiunii de alimentare a invertorului, existenţa unor filtre puternice la ieşirea redresorului comandat, care măresc constanta de timp, dimensiunile şi costul instalaţiei. Reglarea tensiunii la ieşirea invertorului se realizează prin intermediul reactoarelor saturate, amplificatoarelor magnetice şi elementelor redresoare cu comandă parţială etc. Domeniul de reglare este restrîns din cauza reducerii factorului de putere şi creşterii conţinutului în armonici la micşorarea amplitudinii tensiunii de ieşire.

Dezavantajele menţionate mai sus sînt suprimate în cazul utilizării metodei de reglare a tensiunii prin invertor. Mărimea tensiunii de ieşire este controlată prin modificarea intervalelor de conducţie ale tiristoarelor principale din schema unui invertor, care este alimentat cu o tensiune de mărime constantă. Dintre diversele procedee de reglare a tensiunii prin invertor, cel mai avantajos este procedeul modulării impulsurilor în durată după o lege sinusoidală (procedeul subondulării), care asigură la ieşire conţinutul cel mai redus în armonici de joasă frecvenţă. Acest procedeu presupune circuite de comandă mai complicate. Referiri la variantele procedeului subondulării se găsesc în lucrările [1], [2], [3], [4].

Invertoare monofazate

Principiul de funcţionare al unui invertor monofazat (fig. 1), comandat după procedeul subondulării, rezultă din figura 2. Invertorul din figura 1 este reprezentat fără circuitele de stingere. Tiristoarele Th_1 şi Th_2 conduc alternativ în fiecare perioadă T_i a unui semnal de înaltă frecvenţă. Dacă intervalele de conducţie Δt_1, Δt_2 sînt egale, atunci tensiunea u_{x-0} la bornele sarcinii are forma unor impulsuri dreptunghiulare (fig. 2 a). Impulsurile dreptunghiulare n-au practic nici un efect asupra sarcinii inductive cu impedanţă mare. La modularea în durată a impulsurilor dreptunghiulare cu un semnal sinusoidal de joasă frecvenţă, tensiunea u_{x-0} are forma de undă din figura 2 b. Componenta de joasă frecvenţă a tensiunii u_{x-0} de perioadă T_1, reprezentată punctat în figura 2b, reproduce semnalul sinusoidal modulator şi are efectul principal asupra sarcinii Z_s, care în acest regim de funcţionare al invertorului nu influenţează forma de undă a tensiunii u_{x-0}.

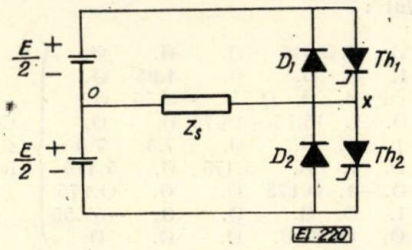


Fig. 1

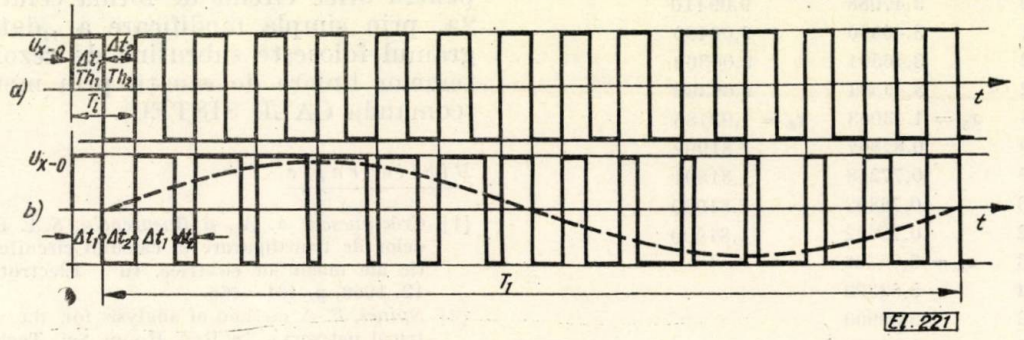


Fig. 2

Modularea impulsurilor în durată se realizează prin compararea unor semnale triunghiulare simetrice sau în dinţi de ferăstrău cu semnalul sinusoidal modulator în circuite discriminatoare de nivel. Semnalele triunghiulare simetrice determină o modulaţie de speţa a doua bilaterală, iar semnalele în dinţi de ferăstrău determină o modulaţie unilaterală, cu deplasarea fronturilor anterioare sau posterioare ale impulsurilor, în funcţie de forma semnalelor în dinţi de ferăstrău care pot fi cu creştere sau scădere liniară.

Modul de obținere a impulsurilor modulate bilateral și unilateral se exemplifică în figurile 3 și 4 (modulație unilaterală cu deplasarea fronturilor anterioare), figura 5 (modulație unilaterală cu deplasarea fronturilor posterioare). Perioadele semnalelor triunghiulare și semnalului sinusoidal u_c sînt notate cu T_i și T_1.

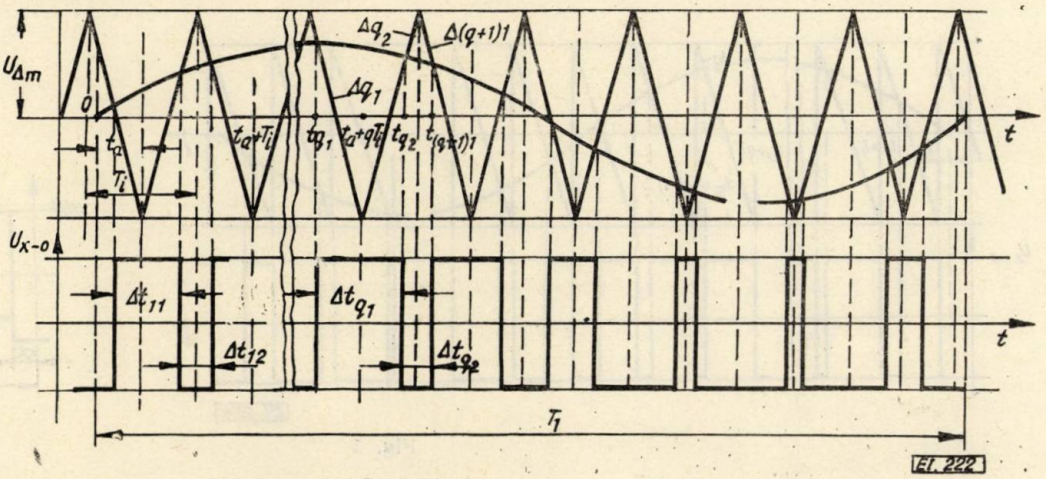


Fig. 3

$$u_c(t) = U_{cm} \sin \omega_1 t,\ \omega_1 = \frac{2\pi}{T_1},\ \omega_i = \frac{2\pi}{T_i}. \quad (1)$$

Circuitele de comandă ale invertorului trebuie să asigure conducția tiristorului Th_1 în intervalele în care semnalul sinusoidal este mai mare ca semnalul triunghiular (de exemplu în fig. 3, $\Delta t_{11}, \ldots \Delta t_{q1},$) și a tiristorului Th_2 în celelalte intervale ($\Delta t_{12}, \ldots \Delta t_{q2}, \ldots$).

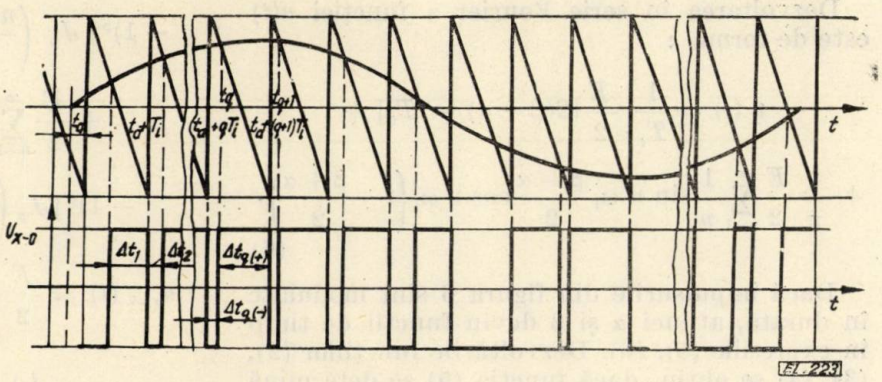


Fig. 4

Formele de undă din figurile 3,4,5, sînt date analitic prin funcțiile :

În relațiile (2), (3), (4) $\mu = \frac{U_{cm}}{U_{\Delta m}}$ este indicele de modulație, U_{cm} este amplitudinea semnalului modulator, iar prin $U_{\Delta m}$ se caracterizează semnalul de înaltă frecvență.

Pentru determinarea spectrului tensiunilor u_{x-0} din figurile 3,4,5, se recurge la forma de

$$u_{x-0}(t) = \begin{cases} \frac{E}{2},\ t_{q1} \leqslant t \leqslant t_{q2} & t_{q1} = t_a + qT_i - \frac{T_i}{4} - \frac{T_i}{4}\,\mu \sin \omega_1 t_{q1} \\ -\frac{E}{2},\ t_{q2} < t < t_{q+1,1} & t_{q2} = t_a + q\,T_i + \frac{T_i}{4} + \frac{T_i}{4}\,\mu \sin \omega_1 t_{q2} \\ & t_{q+1,1} = t_a + (q+1)T_i - \frac{T_i}{4} - \frac{T_i}{4}\,\mu \sin \omega_1 T_{q+1,1} \end{cases} \quad (2)$$

$$u_{x-0}(t) = \begin{cases} \frac{E}{2},\ t_q \leqslant t \leqslant t_{q1} = t_a + (q+1)\,T_i \\ -\frac{E}{2}\,t_a + (q+1)T_i < t < t_q + t_q + 1 \end{cases} \quad {}_q = t_a + q\,T_i + \frac{T_i}{2} - \frac{T_i}{2}\,\mu \sin \omega_1 t_q \quad (3)$$

$$u_{x-0}(t) = \begin{cases} \frac{E}{2},\ t_a + qT_i = t_{q1} \leqslant t \leqslant t_q \\ -\frac{E}{2},\ t_q < t < t_a + (q+1)\,T_i \end{cases} \quad t_q = t_a + qT_i + \frac{T_i}{2} + \frac{T_i}{2}\,\mu \sin \omega_1 t_q. \quad (4)$$

undă din figura 6, dată prin funcţia :

$$u(t) = \begin{cases} \dfrac{E}{2}, & \alpha + qT_i \leqslant t \leqslant \beta + qT_i \\ -\dfrac{E}{2}, & \beta + qT_i < t < \alpha + (q+1)T_i \end{cases} \quad (5)$$

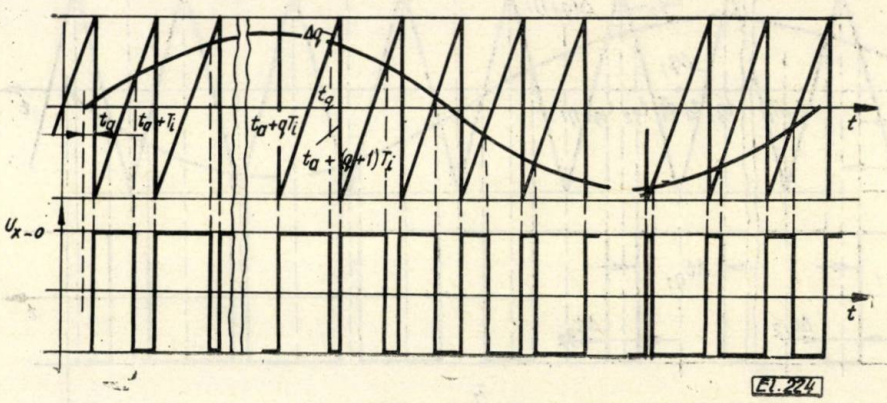


Fig. 5

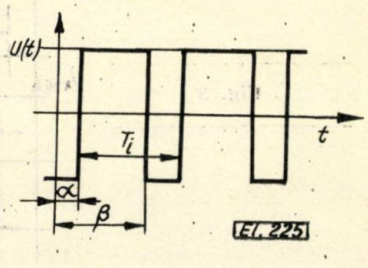


Fig. 6

Dezvoltarea în serie Fourier a funcţiei $u(t)$ este de forma :

$$u(t) = \frac{1}{T_i}\frac{E}{2}[2(\beta - \alpha) - T_i] + \frac{4}{\pi}\frac{E}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n}\sin n\,\omega_i\frac{\beta-\alpha}{2}\cos n\,\omega_i\left(t - \frac{\beta+\alpha}{2}\right). \quad (6)$$

Dacă impulsurile din figura 6 sînt modulate în durată, atunci α şi β devin funcţii de timp în expresiile (5), (6). Dezvoltările funcţiilor (2), (3), (4) se obţin, dacă funcţia (5) se determină ca să coincidă cu acestea. Condiţia de mai sus este satisfăcută cînd există relaţiile :

$$\alpha(t) = t_a - \frac{T_i}{4} - \frac{T_i}{4}\mu\sin\omega_1 t \quad (7)$$

$$\beta(t) = t_a + \frac{T_i}{4} + \frac{T_i}{4}\mu\sin\omega_1 t$$

$$\alpha(t) = t_a + \frac{T_i}{2} - \frac{T_i}{2}\mu\sin\omega_1 t \quad (8)$$

$$\beta(t) = t_a + T_i = \text{const}$$
$$\alpha(t) = t_a = \text{const}$$

$$\beta(t) = t_a + \frac{T_i}{2} + \frac{T_i}{2}\mu\sin\omega_1 t. \quad (9)$$

În expresiile (7) s-a considerat modulaţia bilaterală simetrică.

Substituindu-se (7), (8), (9) în (6), se stabilesc, după transformări adecvate, dezvoltările [5] :

$$u_{x-0}(t) = \frac{E}{2}\mu\sin\omega_1 t + \frac{E}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{4}{n\pi}\sin n\frac{\pi}{2}J_0\left(\frac{n\pi\mu}{2}\right)\cos n\,\omega_i(t-t_a) + \frac{E}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{p=\pm1}^{\pm\infty}\frac{2}{\pi n}\sin n\frac{\pi}{2}[1+(-1)^p]J_p\left(\frac{n\pi\mu}{2}\right)\cos[n\,\omega_i(t-t_a)+p\omega_1 t] + \frac{E}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{p=\pm1}^{\pm\infty}\frac{2}{\pi n}\cos n\frac{\pi}{2}[1-(-1)^p]J_p\left(\frac{n\pi\mu}{2}\right)\sin[n\,\omega_i(t-t_a)+p\omega_1 t]; \quad (10)$$

$$u_{x-0}(t) = \frac{E}{2}\mu\sin\omega_1 t - \frac{E}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{2}{\pi n}\sin n\,\omega_i(t-t_a) + \frac{E}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{p=-\infty}^{\infty}\frac{2}{\pi n}(-1)^n J_p(n\pi\mu)\sin[n\,\omega_i(t-t_a)+p\,\omega_1 t]; \quad (11)$$

$$u_{x-0}(t) = \frac{E}{2}\mu\sin\omega_1 t + \frac{E}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{2}{\pi n}\sin n\,\omega_i(t-t_a) + \frac{E}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{p=-\infty}^{\infty}\frac{2}{\pi n}(-1)^{n+p+1}J_p(n\pi\mu)\sin[n\omega_i(t-t_a)+p\omega_1 t]. \quad (12)$$

În relaţiile de mai sus J_0, J_p sînt funcţii Bessel de prima speţă.

Din relaţiile (10), (11) şi (12) rezultă că tensiunea $u_{x-0}(t)$, în toate cele trei cazuri, va conţine o componentă de joasă frecvenţă care corespunde semnalului modulator şi armonici ale căror frecvenţe sînt multipli ai frecvenţei semnalului triunghiular auxiliar. În vecinătatea fiecărei componente de pulsaţie $n\omega_i$ va exista şi o infinitate de componente de pulsaţie $n\omega_i \pm p\omega_1$. Amplitudinile armonicilor vor scădea repede, ca şi funcţiile Bessel, pe măsură ce ordinul acestora creşte. La modulaţia unilate-

rală cu deplasarea fronturilor anterioare și posterioare ale impulsurilor (relațiile (11) și (12), se obțin armonici cu aceleași amplitudini, deosebiri fiind numai în ceea ce privește fazele inițiale.

Invertoare trifazate

Obținerea unui sistem de tensiuni trifazate pentru alimentarea unui motor, pe baza procedeului modulării în durată a impulsurilor, este posibilă în două moduri. Fazele motorului sau se pot alimenta prin invertoare monofazate sau se poate folosi un invertor trifazat în punte, reprezentat simplificat în figura 7. In acest

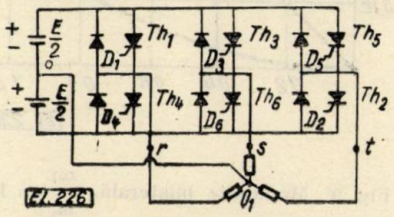


Fig. 7

ultim caz este necesar, să fie stabilite componentele spectrale ale tensiunilor de fază și de linie. Diferențele de potențial dintre bornele r, s, t și punctul median 0 al sursei de c.c sînt notate cu u_{r-0}, u_{s-0}, u_{t-0}. Considerîndu-se defazajele de $\frac{2\pi}{3}$ dintre tensiunile sinusoidale folosite la modularea impulsurilor și defazajele γ_s, γ_t ale semnalelor triunghiulare $u_{\Delta s}$, $u_{\Delta t}$ pentru fazele s,t în raport cu semnalul $u_{\Delta r}$, se stabilesc la modulația bilaterală formulele :

$$u_{r-0}(t) = \frac{E}{2}\mu \sin \omega_1 t +$$

$$+ \frac{E}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{4}{n\pi}\sin n\frac{\pi}{2}J_0\left(\frac{n\pi\mu}{2}\right)\cos n\omega_i(t-t_{ar}) +$$

$$+ \frac{E}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{p=\pm 1}^{\pm\infty}\frac{2}{n\pi}\sin n\frac{\pi}{2}[1 +$$

$$+ (-1)^p]J_p\left(\frac{n\pi\mu}{2}\right)\cos[n\omega_i(t-t_{ar}) + p\omega_1 t] +$$

$$+ \frac{E}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{p=\pm 1}^{\pm\infty}\frac{4}{n\pi}\sin n\frac{\pi}{2}[1 -$$

$$- (-1)^p]J_p\left(\frac{n\pi\mu}{2}\right)\sin[n\omega_i(t-t_{ar}) + p\omega_1 t],$$

$$u_{s-0}(t) = \frac{E}{2}\mu \sin\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right) +$$

$$+ \frac{E}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{4}{n\pi}\sin n\frac{\pi}{2}J_0\left(\frac{n\pi\mu}{2}\right)\cos[n\omega_i(t -$$

$$- t_{ar}) - n\gamma_s] + \frac{E}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{p=\pm 1}^{\pm\infty}\frac{2}{n\pi}\sin n\frac{\pi}{2}[1 +$$

$$+ (-1)^p]J_p\left(\frac{n\pi\mu}{2}\right)\cos\left[n\omega_i(t-t_{ar}) - n\gamma_s + p\omega_1 t - p\frac{2\pi}{3}\right] + \quad (13)$$

$$+ \frac{E}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{p=\pm 1}^{\pm\infty}\frac{2}{n\pi}\cos n\frac{\pi}{2}[1 -$$

$$- (-1)^p]J_p\left(\frac{n\pi\mu}{2}\right)\sin\left[n\omega_i(t-t_{ar}) - n\gamma_s + p\omega_1 t - p\frac{2\pi}{3}\right];$$

$$u_{t-0}(t) = \frac{E}{2}\mu \sin\left(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}\right) +$$

$$+ \frac{E}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{4}{n\pi}J_0\left(\frac{n\pi\mu}{2}\right)\cos[n\omega_i(t-t_{ar}) - n\gamma_t] +$$

$$+ \frac{E}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{p=\pm 1}^{\pm\infty}\frac{2}{n\pi}\sin n\frac{\pi}{2}[1 +$$

$$+ (1-)^p]J_p\left(\frac{n\pi\mu}{2}\right)\cos\left[n\omega_i(t-t_{ar}) - n\gamma_t + p\omega_1 t + p\frac{2\pi}{3}\right] + \frac{E}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{p=\pm 1}^{\pm\infty}\frac{2}{n\pi}\cos n\frac{\pi}{2}[1 -$$

$$- (-1)^p]J_p\left(\frac{n\pi\mu}{2}\right)\sin\left[n\omega_i(t-t_{ar}) - n\gamma_t + p\omega_1 t + p\frac{2\pi}{3}\right].$$

În formulele (13) decalajul dintre tensiunea sinusoidală și semnalul triunghiular folosite pentru comanda tiristoarelor conectate la ieșirea r este notat cu t_{ar} (în fig. 3 acest decalaj era notat cu t_a).

În ipoteza că pentru cele trei faze se folosește un singur semnal triunghiular, $\gamma_s = \gamma_t = 0$, atunci pentru $p = \pm 3k$, $k = 1,2,\ldots$, se obțin armonicile homopolare ale tensiunilor u_{r-0}, u_{s-0}, u_{t-0}; pentru $p = \pm 3k+1$, $k = 0,1,2,\ldots$, armonicile care formează sisteme directe, iar pentru $p = \pm 3k-1$, $k = 0, 1,2\ldots$ armonicile care formează sisteme inverse. Ultimele două tipuri de armonici produc cîmpuri învîrtitoare și cupluri parazite. În prezența conductorului de nul între punctele $0,0_1$ (fig. 7), expresiile (13) dau și tensiunile de fază ale motorului, conectat în stea. Dacă se întrerupe legătura între 0 și 0_1, atunci tensiunile de fază ale motorului u_{r-0_1}, u_{s-0_1} u_{t-0_1} vor fi diferite de tensiunile u_{r-0}, u_{s-0}, u_{t-0} prin componentele homopolare, deoarece în acest caz curenții homopolari nu mai există. Expresiile tensiunilor u_{r-0_1}, u_{s-01}, u_{t-01} se obțin din relațiile (13) prin anularea componentelor homopolare.

Dacă la modularea impulsurilor se folosește un sistem trifazat de semnale triunghiulare,

adică $\gamma_s = \frac{2\pi}{3}$, $\gamma_t = \frac{4\pi}{3}$, atunci amplitudinile armonicilor care formează sisteme directe și inverse sînt mai mari ca în cazul $\gamma_s = \gamma_t = 0$ [3].

Din motivele arătate mai sus, în invertoarele trifazate se renunță la conductorul de nul și se utilizează pentru cele trei faze un singur semnal triunghiular. În aceste condiții curentul de fază al motorului are formă de undă mai bună, schema de comandă se simplifică și se poate folosi o sursă de curent continuu fără punct median.

Expresiile tensiunilor de linie la ieșirea invertorului u_{rs}, u_{st}, u_{tr} rezultă din relațiile (13), avînd în vedere că: $u_{rs} = u_{r-0} - u_{s-0}$, $u_{st} = u_{s-0} - u_{t-0}$, $u_{tr} = u_{t-0} - u_{r-0}$. Calculele arată imediat că tensiunile de linie nu conțin armonicile homopolare, iar amplitudinile fundamentalei și armonicilor vor fi multiplicate cu $\sqrt{3}$.

Comparație între modulația bilaterală și unilaterală

Pentru aprecieri cantitative asupra conținutului în armonici a tensiunilor u_{r-0}, u_{s-0}, u_{t-0} se dau mai jos diagrame cu variația amplitu-

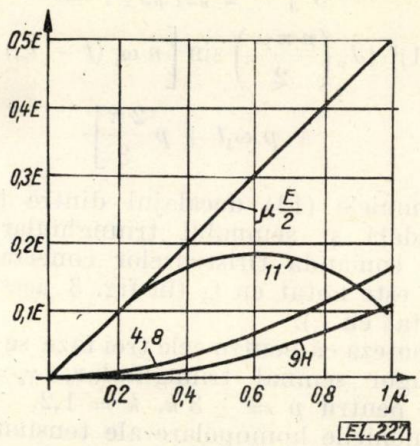


Fig. 8. Modulație bilaterală, $\frac{\omega_i}{\omega_1} = 6$.

dinilor armonicilor în funcție de indicele de modulație pentru modulația bilaterală și unilaterală. Amplitudinile armonicilor sînt calculate cu formulele (10), (11) în care se presupune $t_a = 0$. În aceste diagrame armonicile homopolare sînt precizate cu indicele H. Din compararea amplitudinilor armonicilor rezultă componența spectrală mai avantajoasă la modulația bilaterală. Componența spectrală se îmbunătățește în toate cazurile cînd crește raportul ω_i/ω_1. Creșterea raportului ω_i/ω_1 duce însă la creșterea pierderilor de comutație, care devine la un moment dat mai importantă față de reducerea pierderilor suplimentare din motor, datorită îmbunătățirii formei de undă a tensiunii de alimentare.

Din formulele de dezvoltare (10), (11) rezultă și influența decalajului t_a dintre semnalul tri-

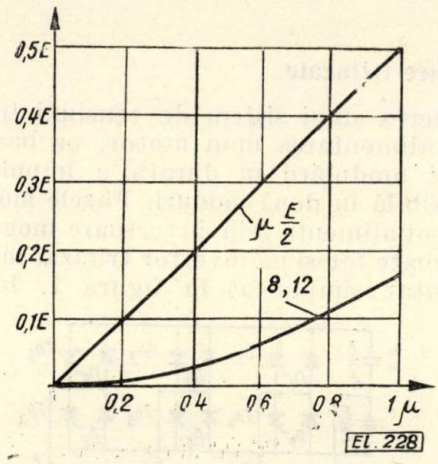


Fig. 9. Modulație bilaterală, $\frac{\omega_i}{\omega_1} = 10$.

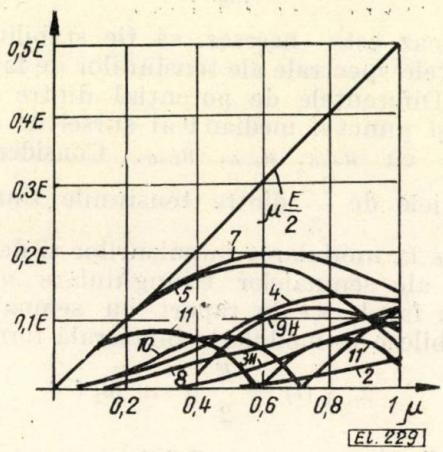


Fig. 10. Modulație unilaterală, $\frac{\omega_i}{\omega_1} = 6$.

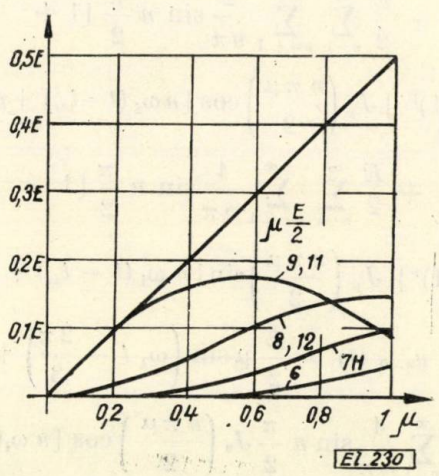


Fig. 11. Modulație unilaterală, $\frac{\omega_i}{\omega_1} = 10$.

unghiular și semnalul sinusoidal asupra amplitudinilor armonicilor. În figura 12 se dă conținutul în armonici al tensiunii u_{x-0}, la modulația unilaterală, pentru un decalaj $t_a = \frac{T_i}{2}$, $\frac{\omega_i}{\omega_1} = 6$. Observăm schimbările importante ale am-

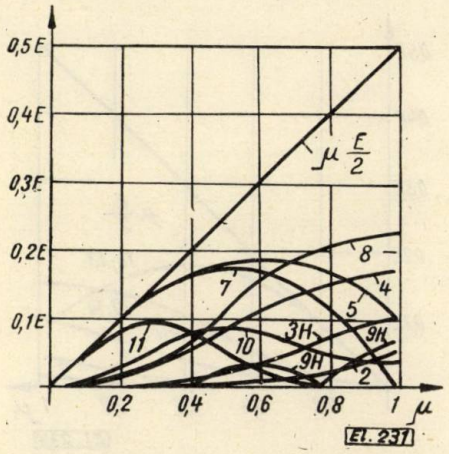


Fig. 12. Modulație unilaterală, $\frac{\omega_i}{\omega_1} = 6, t_a = \frac{T_i}{2}$.

plitudinilor armonicilor 7,8,10 în raport cu figura 10. Calculele arată că amplitudinile armonicilor rămîn neschimbate, ca în figura 11, pentru $t_a = \frac{T_i}{2}$ și $\frac{\omega_i}{\omega_1} = 10$. Influența defazajului dintre semnalul sinusoidal și semnalul triunghiular se reduce deci cînd crește raportul $\frac{\omega_i}{\omega_1}$. În funcționarea unei instalații pentru reglarea vitezei, defazajul dintre semnalele triunghiular și sinusoidal se modifică mereu, din cauza variației frecvențelor celor două generatoare care furnizează aceste două semnale. De altfel frecvența semnalului sinusoidal se modifică și în funcție de tensiunea de comandă a convertorului tensiune — frecvență, tensiune dată de partea de reglare automată. Conținutul în armonici al tensiunilor de ieșire va rămîne neschimbat numai dacă raportul ω_i/ω_1 are o valoare suficient de mare.

Modularea impulsurilor în durată cu aproximante sinusoidale

În comanda invertoarelor care funcționează pe principiul subondulării se obțin avantaje, dacă pentru modularea în durată a impulsurilor se folosește un generator cifric de semnale sinusoidale trifazate. În acest caz gama de reglare a frecvenței de ieșire este mai mare, aceasta putînd să fie micșorată pînă la fracțiuni de Hz [5]. În figura 13 se dau formele de undă ale tensiunii u_{x-0} pentru $\frac{\omega_i}{\omega_1} = 12$ și diverse valori ale indicelui de modulație, obținute cu impulsuri modulate în durată cu o aproximantă sinusoidală, a cărei sinteză este făcută în 12 trepte pe semiperioadă. Faza semnalului sinusoidal și a semnalelor triunghiulare este schimbată cu π în semiperioada $Y - Z$. Cu această schimbare sistemele de comandă sînt mai comod de conceput, iar forma de undă a tensiunii u_{x-0} nu se modifică. Tensiunea u_{x-0} are o dezvoltare în serie de forma :

$$u_{x-0}(t) = \sum_{n=1}^{n=\infty} b_n \sin n\omega_1 t, b_n = \frac{4}{T_1}\int_0^{\frac{T_1}{2}} u_{x-0}(t)\sin\omega_1 t \tag{14}$$

Momentul $t_1 - t_{11}$, care determină forma de undă a tensiunii u_{x-0}, sînt date de expresiile :

$$t_1 = \frac{T_i}{2} - \frac{T_i}{2}\mu \sin 7{,}5°,\ t_2 = T_i$$

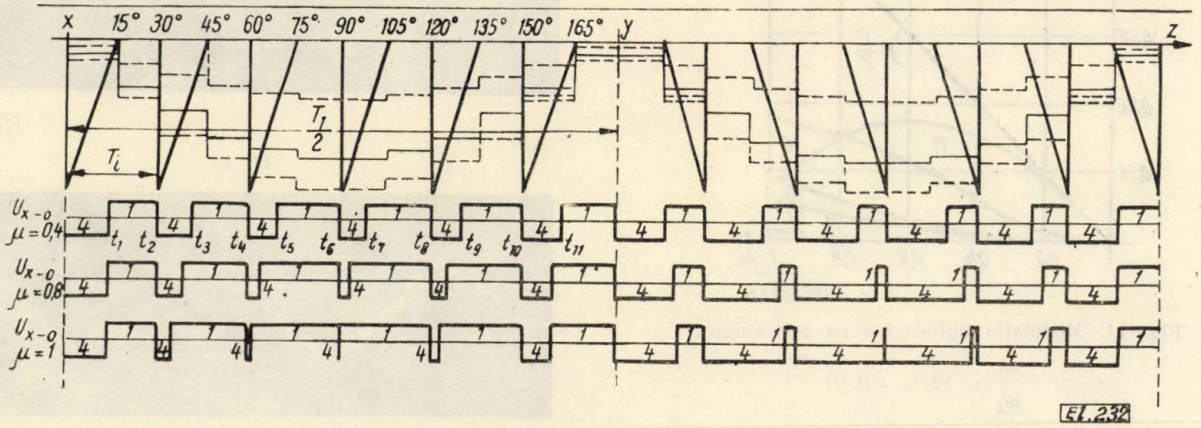


Fig. 13

$$t_3 = \frac{3T_i}{2} - \frac{T_i}{2}\mu \sin 37{,}5°,\ t_4 = 2\ T_i$$

$$t_5 = \frac{5T_i}{2} - \frac{T_i}{2}\mu \sin 67{,}5°,\ t_6 = 3T_i$$

$$t_7 = \frac{7T_i}{2} - \frac{T_i}{2}\mu \sin 97{,}5°,\ t_8 = 4T_i$$

$$t_9 = \frac{9T_i}{2} - \frac{T_i}{2}\mu \sin 127{,}5°,\quad t_{10} = 5T_i$$

$$t_{11} = \frac{11T_i}{2} - \frac{T_i}{2}\mu \sin 157{,}5°.$$

Pentru coeficienţii b_n se stabileşte expresia :

$$b_n = \frac{2}{\pi}E\frac{1}{n}\left[\cos\left(n\frac{\pi}{12} - n\frac{\pi}{12}\mu \sin 7{,}5°\right) + \right.$$

$$+\cos\left(n\frac{\pi}{4} - n\frac{\pi}{12}\mu \sin 37{,}5°\right) + \quad (15)$$

$$+ \cos\left(n\frac{5\pi}{12} - \frac{n\pi}{12}\mu \sin 67{,}5°\right) +$$

$$+ \cos\left(n\frac{7\pi}{12} - \frac{n\pi}{12}\mu \sin 82{,}5°\right) + \cos\left(n\frac{9\pi}{12} - \right.$$

$$\left. - \frac{n\pi}{12}\mu \sin 52{,}5°\right) + \cos\left(n\frac{11}{12}\pi - n\frac{\pi}{12}\mu \sin 22{,}5°\right)\Big] -$$

$$- \frac{2}{\pi}E\frac{1}{n}\cos n\frac{\pi}{2}\left(4\cos n\frac{\pi}{4}\cos n\frac{\pi}{12} + \right.$$

$$\left. + 1\right) + \frac{1}{\pi}E\frac{1}{\pi}(-1 - \cos n\pi). \quad (16)$$

În figura 14 se dă componenţa spectrală a tensiunii u_{x-0}, determinată pe baza formulei

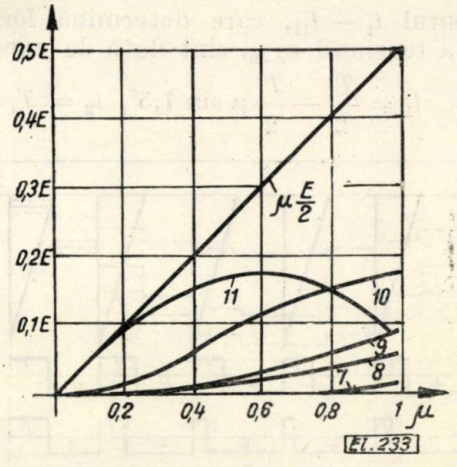


Fig. 14. Modulaţia unilaterală cu aproximante, $\frac{\omega_i}{\omega_1} = 12,\ t_a = 0.$

(16). Amplitudinile armonicilor coincid practic cu acelea din cazul modulării în durată cu un semnal sinusoidal ideal, reprezentate în figura15. De aceea o precizie mai mare de aproximare nu este justificată. Dezvoltările tensiunii u_{x-0}, în cazul modulaţiei bilaterale şi unilaterale cu aproximante sinusoidale, pentru diverse valori ale raportului $\frac{\omega_i}{\omega_1}$ se găsesc în [5]. În figurile 16 şi 17 sînt date oscilagramele curenţilor absorbiţi de un motor asincron de 1kW/220 V, conectat în triunghiu la ieşirea unui invertor trifazat în punte, comandat după procedeul subondulării. Aproximantele sinusoidale modulatoare au frecvenţa de 50 Hz, $\frac{\omega_i}{\omega_1} = 10$, $\mu = 0{,}75$. La modulaţia bilaterală (fig. 16) conţinutul în armonici este mai redus în comparaţie cu acela din cazul modulaţiei unilaterale (fig. 17). Rezultatul obţinut este normal.

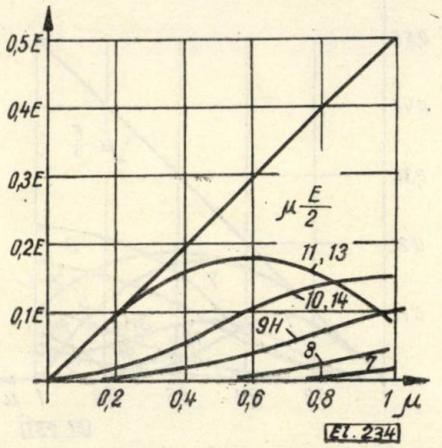


Fig. 15. Modulaţie unilaterală, $\frac{\omega_i}{\omega_1} = 12, t_a = 0.$

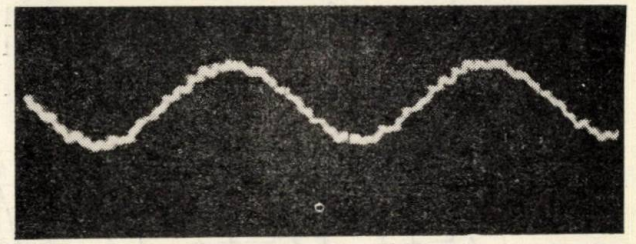


Fig. 16

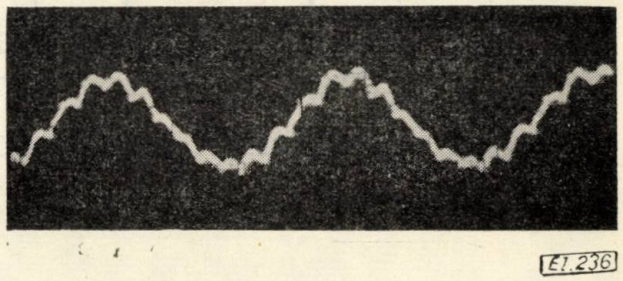


Fig. 17

Concluzii

Invertoarele care funcţionează după principiul subondulării asigură la ieşire, în comparaţie cu alte procedee, tensiuni cu un conţinut în armonici de joasă frecvenţă mai redus. Circuitele de comandă pentru aceste invertoare sînt mai complicate şi apar şi unele dificultăţi

în realizarea lor. Din această cauză, constructorii furnizează destul de rar instalaţii de reglare a vitezei cu invertoare care funcţionează pe principiul subondulării.

Analiza armonică a tensiunilor la ieşirea invertoarelor arată că modulaţia bilaterală este mai avantajoasă faţă de modulaţia unilaterală, deoarece în primul caz armonicile au amplitudini mai mici, pentru acelaşi raport al frecvenţei semnalelor triunghiulare şi sinusoidale folosite pentru modularea în durată a impulsurilor. La modulaţia unilaterală cu deplasarea fronturilor anterioare sau posterioare ale impulsurilor, armonicile au aceleaşi amplitudini în ambele cazuri, deosebiri fiind numai în ceea ce priveşte fazele iniţiale. Componenţa spectrală a tensiunii de ieşire se îmbunătăţeşte cînd creşte raportul frecvenţelor semnalelor triunghiulare şi sinusoidale $\frac{\omega_i}{\omega_1}$. Creşterea acestui raport determină şi creşterea pierderilor de comutaţie. O comparaţie între reducerea pierderilor suplimentare din motor, datorită îmbunătăţirii formei de undă şi creşterea pierderilor de comutaţie trebuie făcută pentru a se stabili valoarea maximă a raportului $\frac{\omega_i}{\omega_1}$.

Conţinutul în armonici a tensiunii de ieşire este influenţat şi de defazajul dintre semnalul triunghiular şi semnalul sinusoidal. Această influenţă se reduce cînd creşte raportul w_i/ω_1.

Modularea impulsurilor în durată cu un sistem de aproximante sinusoidale este avantajoasă din punct de vedere al conceperii sistemului de comandă şi limitelor gamelor de reglare a frecvenţei. Dacă sinteza semnalului sinusoidal este făcută în 12 intervale pe semiperioadă, atunci conţinutul în armonici al tensiunii de ieşire coincide practic cu acela obţinut la modularea cu un semnal sinusoidal ideal.

Bibliografie

[1] *Bedford, B.D.* şi *Hoft R.G.* Principles of inverter circuits. John Willey, 1964.

[2] *Brechbuehler, M.* Convertiseur de frequence pour l'alimentation a frequence variable de moteurs asynchrones a cage. In : A.I.M., nr. 4, 1968, p. 93—99.

[3] *Schonung, A.* şi *Stemmler, H.* Geregelter Drehstrom—Umkehrantrieb mit gesteuertem Umrichter nach dem Unterschwingungsverfahren. In : Brown-Boveri Mitt. 51, nr. 8/9, 1964, p. 555— 577.

[4] *Sandler, A. S.* şi, *Gusiaţkii, J.M.* Tiristornîi invertorî s şirotno-impulisnoi moduliaţiei. Moscova, Izd. Energhia, 1968.

[5] *Turic, L.* Contribuţii la comanda de frecvenţă a motoarelor asincrone cu invertoare care funcţionează pe principiul M.I.D. Teză de doctorat, Institutul politehnic Iaşi, 1971

Intrat în redacţie la 5. III. 1971

Metode de compensare ale şunturilor coaxiale

VIORICA HORTOPAN* — Bucureşti

CZ 621.317.716.083.5.001.2

Compensarea dispozitivului de măsură cu şunt coaxial pentru curenţi intenşi cu variaţie rapidă se referă la obţinerea unei calităţi superioare a dispozitivului, pe baza unui criteriu acceptat [1]. Tendinţa este ca timpul de răspuns la excitaţia treaptă de curent

$$T_r = \int_0^\infty [1 - f(t)]\, dt \qquad (1)$$

să constituie criteriul de calitate menţionat. În acest sens timpul de răspuns trebuie să tindă către valorile cele mai mici posibile, compensarea fiind completă pentru $T_r = 0$.

În literatura de specialitate se indică diverse metode pentru obţinerea acestui rezultat. Astfel R. Eatock şi B. Lago [2] propun o compensare a şuntului coaxial ca în figura 1, în care tensiunea măsurată devine

$$u(t) = u_{i\,2/3}(t) + u_{e\,1/3}(t) \qquad (2)$$

cu $u_{i\,2/3}$ tensiunea măsurată pe 2/3 din lungime în interiorul tubului, iar $u_{e\,1/3}$ tensiunea măsurată pe 1/3 din lungime în exteriorul tubului.

Ţinînd seama de relaţiile simplificate (4) şi (5) din articolul [3] al autorului prezentei lucrări, aceste tensiuni devin pentru o excitaţie treaptă de curent I :

$$u_{e\,1/3}(t) = \frac{1}{2\pi r_e \delta} \cdot \frac{1}{3} \cdot \frac{l}{\sigma}\left[1 + 2\sum_{k=1}^{\infty} e^{-\frac{t}{T_k}}\right] \qquad (3)$$

$$u_{i\,2/3}(t) = \frac{I}{2\pi r_i \delta} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{l}{\sigma}\left[1 + 2\sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k e^{-\frac{t}{T_k}}\right], \qquad (4)$$

în care s-a notat :

r_i — raza interioară a tubului ;
r_e — raza exterioară a tubului ;
l — lungimea tubului ;

* Dr. ing. *Viorica Hortopan* este conferenţiar la Institutul politehnic — Bucureşti.

$T_k = \frac{\sigma \mu_0 \delta^2}{k^2 \pi^2}$ — constanta de timp a exponenţialei de ordinul k;

σ, μ_0 — conductivitatea şi permeabilitatea materialului;

$\delta = r_e - r_i$ — grosimea tubului.

deoarece

$$\sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k^2} = -\frac{\pi^2}{12} \quad \text{şi} \quad \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k^2} = \zeta(2) = \frac{\pi^2}{6}.$$

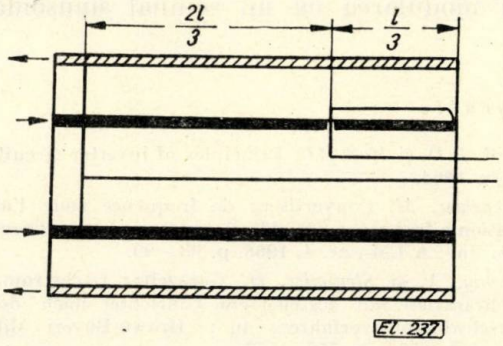


Fig. 1. Compensarea şuntului coaxial conform [2].

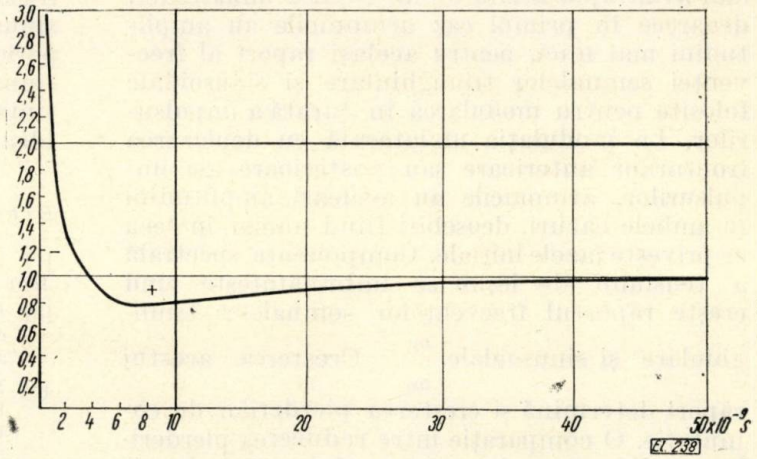


Fig. 2. Tensiunea calculată conform compensării indicată în figura 1.

Cum relaţiile simplificate pentru răspunsul la excitaţia treaptă de curent a unui cilindru tubular sînt valabile numai pentru grosimi mici de tub, se poate considera

$\frac{I}{2\pi r_e \delta} \approx \frac{I}{2\pi r_i \delta}$, obţinîndu-se pentru relaţia (2) expresia :

$$u(t) = u_\infty \left[1 + \frac{2}{3} \sum_{k=1}^{\infty} [2(-1)^k + 1] \, e^{-\frac{t}{T_k}} \right], \quad (5)$$

cu $u_\infty = \frac{I}{2\pi r_i \delta} \cdot \frac{l}{\sigma}$.

În figura 2 se indică variaţia tensiunii conform relaţiei (5) pentru un şunt coaxial cu parametrii :

$$\delta = 0{,}2 \text{ mm}; \quad \sigma = 2.10^6 \frac{S}{m}; \quad \mu_0 = 4\pi.10^{-7} \frac{H}{m}.$$

Prin această conectare, autorii nu reuşesc să micşoreze prea mult importanţa termenului tranzitoriu, după cum afirmă, ci de fapt să anuleze timpul de răspuns.

Într-adevăr aplicînd criteriul de calitate (1) relaţiei (5) se obţine :

$$T_r = \int_0^{\infty} \frac{2}{3} \sum_{k=1}^{\infty} [2(-1)^k + 1] \, e^{-\frac{t}{T_k}} dt =$$

$$= -\frac{2}{3} \sum_{k=1}^{\infty} [2(-1)^k + 1] \, T_k =$$

$$= -\frac{2}{3} \frac{\sigma \mu_0 \delta^2}{\pi^2} \left[2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k^2} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k^2} \right] = 0 \quad (6)$$

Această compensare completă se face însă numai asupra răspunsului intrinsec al şuntului şi nu asupra răspunsului întregului dispozitiv de măsură. Nu se are în vedere influenţa cablului de măsură, care nu este deloc neglijabilă mai ales în cazul şunturilor cu pereţi foarte subţiri. Pentru a realiza practic această compensare una din conexiunile de preluare a tensiunii se găseşte în exteriorul tubului unde cîmpul magnetic este diferit de zero, deci nu se poate neglija tensiunea indusă în această buclă (figura 1). De altfel şi autorii cer o nouă compensare a acestui efect printr-o altă buclă pe cale strict empirică.

În lucrările sale [4], [5], A. Schwab propune pentru compensare, două sau mai multe circuite R, C montate ca în figura 3 între şunt şi cablu de măsură. Autorul nu prezintă nici un calcul, ci pe cale strict experimentală constată, după caz, o îmbunătăţire a răspunsului. Totuşi, probabil pentru a încerca să corecteze lipsa de coaxialitate a circuitului, inevitabilă în acest montaj, închide tot dispozitivul într-un ecran.

O compensare de principiu este indicată de G. Hortopan [6]. În figura 4 este propusă o schemă echivalentă a dispozitivului în care şuntul este reprezentat printr-o rezistenţă φR, φ fiind o funcţie de corecţie pentru efectul pelicular. Compensarea se realizează prin cuplarea inductivă a circuitului principal al şuntului cu circuitul de măsură a tensiunii. Ecuaţiile circuitului sînt :

$$L_2 \frac{di_2}{dt} - M \frac{di}{dt} + u - (i - i_2) \varphi R = 0; i_2 = \frac{u}{z}$$

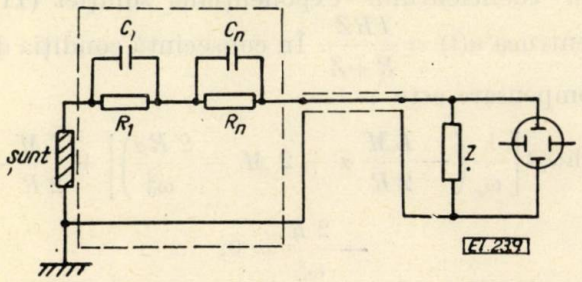


Fig. 3. Compensarea șuntului coaxial conform [3] și [4].

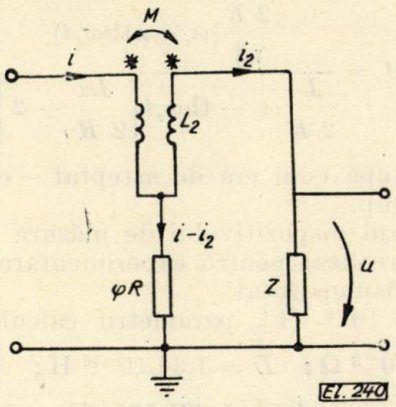


Fig. 4. Schema echivalentă a dispozitivului de măsură conform [5].

care conduc la :

$$\frac{L_2}{Z}\cdot\frac{du}{dt}+\left[\frac{\varphi R}{Z}+1\right]u=i\,\varphi R+M\frac{di}{dt}$$

cu soluția

$$u(t)=I\left[\frac{Z\,\varphi R}{Z+\varphi R}-\left(\frac{Z\,\varphi R}{Z+\varphi R}-\frac{ZM}{L_2}\right)e^{-\frac{t}{T}}\right], \tag{7}$$

în care :

L_2 este inductivitatea circuitului de măsură ;

M — inductivitatea mutuală între circuitul principal și circuitul de măsură ;

Z — impedanța cablului coaxial de măsură egală cu impedanța sa caracteristică pentru a evita reflecțiile ;

$T=\dfrac{L_2}{Z+\varphi R}$ — constanta de timp a circuitului.

Se observă că pentru a obține compensarea, adică

$u=I\dfrac{Z\varphi R}{Z+\varphi R}$, este suficient să se asigure :

$$\frac{Z\,\varphi R}{Z+\varphi R}-\frac{Z\,M}{L_2}=0,$$

sau :

$$M=\frac{Z+\varphi R}{L_2\,\varphi R}, \tag{8}$$

condiție care duce și la un timp de răspuns nul, conform definiției (1)

În prezentul articol se propune o compensare a dispozitivului șunt — circuit de măsură, ținînd seamă de schema echivalentă efectului pelicular al șuntului coaxial. Schema echivalentă a întregului dispozitiv necompensat este, dată în articolul [1]. Compensarea se realizează în mod practic așa cum se arată în figurile 5 și 6

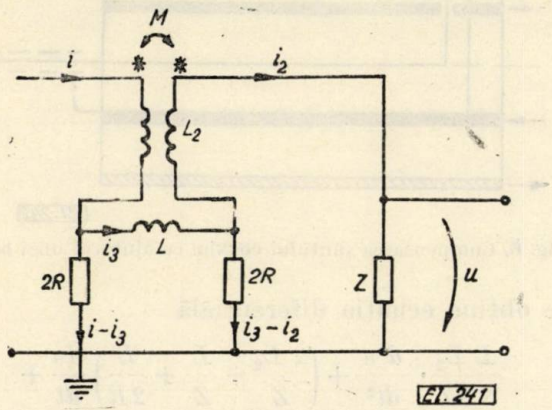


Fig. 5. Schema echivalentă a dispozitivului de măsură în considerarea efectului pelicular.

introducînd o mică spiră, eventual o mică bobină, în spațiul dintre cilindrul rezistiv și cilindrul ecran al șuntului coaxial. Cum bobina compensatoare face parte din circuitul de măsură, secțiunea A și numărul de spire N necesar se obține din relația de definiție a inductivității mutuale $M=\dfrac{N\,B\,A}{i}=N\mu_0\dfrac{i}{2\pi r}\times$ $\times A$, deci

$$NA=\frac{M\cdot 2\pi r}{\mu_0}, \tag{9}$$

în care r este distanța de axul tubului la care se plasează mica bobină compensatoare într-un plan radial ;

$B=\mu_0\dfrac{i}{2\pi r}$ — inducția magnetică la distanța r datorită curentului i.

Pentru a dimensiona bobina este suficient de a impune valoarea M și de a stabili constructiv distanța r. Valoarea inductivității mutuale M este impusă de condiția de compensare, care se deduce din răspunsul dispozitivului la excitația treaptă de curent. De asemenea, cuplajul între bobină și circuitul principal trebue astfel executat, încît tensiunii osciloscopului să i se adauge cu același semn tensiunea indusă

în spiră pentru a compensa timpul de răspuns, ca în figura 6.

Scriind ecuaţiile circuitului din figura 5 :

$$2R(i - i_3) - L\frac{di_3}{dt} - 2R(i_3 - i_2) = 0$$

$$2R(i_3 - i_2) - u - L_2\frac{di_2}{dt} + M\frac{di}{dt} = 0$$

$$u = Z\,i_2$$

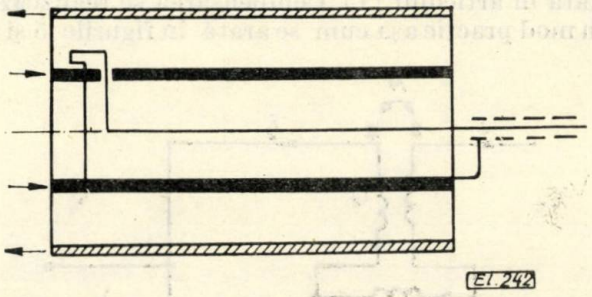


Fig. 6. Compensarea şuntului coaxial cu ajutorul unei bobine

se obţine ecuaţia diferenţială

$$\frac{L\,L_2}{2RZ}\cdot\frac{d^2u}{dt^2} + \left(\frac{2\,L_2}{Z} + \frac{L}{Z} + \frac{L}{2R}\right)\frac{du}{dt} + 2\left(\frac{R}{Z} + 1\right)u = \frac{LM}{2R}\cdot\frac{d^2i}{dt^2} + 2M\frac{di}{dt} + 2Ri. \tag{10}$$

Aplicînd transformarea Laplace, în cazul unei excitaţii $i = I$, se obţine imaginea tensiunii :

$$U(p) = \frac{I\left(p\frac{LM}{2R} + 2M + \frac{2R}{p}\right)}{\frac{L\,L_2}{2RZ}p^2 + \left(\frac{2\,L_2 + L}{Z} + \frac{L}{2R}\right)p + 2\left(\frac{R}{Z} + 1\right)}.$$

Soluţia ecuaţiei (10) este aceea a unui circuit cu un singur tip de acumulator de energie, deci fără oscilaţii :

$$u(t) = I\left\{\frac{RZ}{R+Z} + \frac{2\,RZ}{L\,L_2}e^{-\alpha t}\left[\frac{\mathrm{sh}\omega_e t}{\omega_e}\left(-\frac{LM}{2R}\alpha + 2M - \frac{2R\alpha}{\omega_0^2}\right) + \mathrm{ch}\omega_e t\left(\frac{LM}{2R} - \frac{2R}{\omega_0^2}\right)\right]\right\}, \tag{11}$$

cu notaţiile :

$$\alpha = \frac{\frac{2\,L_2 + L}{Z} + \frac{L}{2R}}{\frac{L\,L_2}{RZ}}; \qquad \omega_0^2 = \frac{\frac{R}{Z} + 1}{\frac{L\,L_2}{RZ}};$$

$$\omega_e = \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \quad \text{şi} \quad \alpha^2 > \omega_0^2.$$

Compensarea dispozitivului impune anularea coeficientului exponenţialei soluţiei (11), pentruca $u(t) = \frac{IRZ}{R+Z}$. În consecinţă condiţia de compensare este :

$$\mathrm{th}\omega_e t\left[\frac{1}{\omega_e}\left(-\frac{LM}{2R}\alpha + 2M - \frac{2R\alpha}{\omega_0^2}\right)\right] + \frac{LM}{2R} - \frac{2R}{\omega_0^2} = 0,$$

sau :

$$M = \frac{\frac{2R}{\omega_0^2}(\omega_e + \alpha\,\mathrm{th}\omega_e t)}{\frac{L}{2R}\omega_e - \mathrm{th}\omega_e t\left[\frac{L\alpha}{2R} - 2\right]}, \tag{12}$$

care — după cum era de aşteptat — este funcţie de timp.

În cazul dispozitivului de măsură cu şunt coaxial realizat pentru experimentare, cu timpul de răspuns total $T_{rt} = 27.10^{-9}$ [1], parametrii calculaţi sînt :

$R = 2.10^{-3}\,\Omega$; $L = 1{,}34.10^{-10}$ H; $Z = 75\Omega$;

$L_2 = 1{,}625.10^{-7}$ H

$\omega_0^2 = 2{,}76.10^{16}\,s^{-2}$; $\alpha = 2{,}6.10^8\,s^{-1}$;

$\omega_e = 2.10^8\,s^{-1}$.

Compensarea se poate face pentru orice timp $0 \leqslant t \leqslant \infty$, ca în tabela următoare :

M H,	0,434	0,675	1,045	1,575	3,57	24,2	222	$\times 10^{-11}$
t s	0	1	2	3	5	10	20	$\times 10^{-9}$

Semnificaţia compensării, în vederea obţinerii unui timp de răspuns de valoare cît mai mică, după cum arată relaţia (11) este următoarea.

Într-un sistem necompensat valoarea stabilizată se obţine după un timp teoretic infinit, prin valori mereu crescătoare ale răspunsului. Într-un sistem compensat la valoarea stabilizată se ajunge în punctul B din figura 7 prin valori descrescătoare. Este evident că inductivitatea mutuală se calculează pentru a obţine punctul B şi este de asemenea evident că punctul A nu poate fi predeterminat, deoarece depinde de viteza de răspuns proprie a oscilografului.

Pentru M trebuie aleasă o valoare care să fie suficient de mare pentru a permite realizarea constructivă a bobinei, dar nu prea mare pentru a nu provoca un vîrf de tensiune exagerat, care chiar la timp de răspuns total mic, falsifică reproducerea treptei în răspuns.

Compensarea s-a făcut pentru $M = 1{,}685.10^{-11} H$ care corespunde la 3 ns$<t<$3,5ns. S-a realizat o spiră de 3 mm² pentru care s-a obţinut oscilograma din figura 8 cu un timp de răspuns

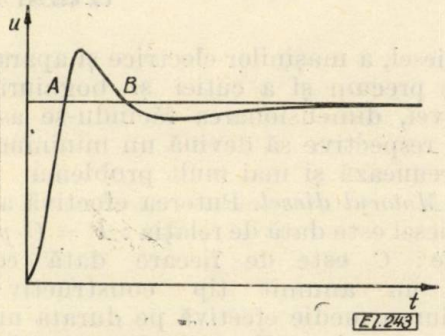


Fig. 7. Curba răspunsului pentru şuntul compensat.

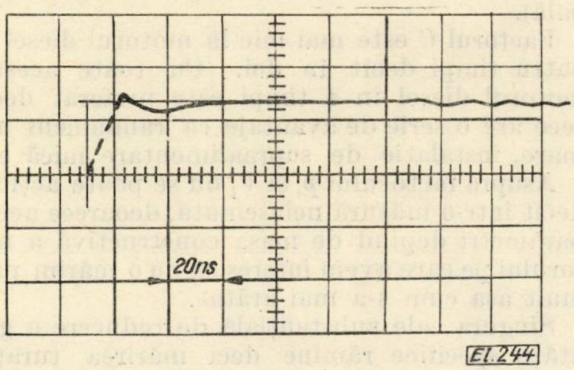


Fig. 8. Oscilograma răspunsului şuntului de 2 m Ω compensat cu o spiră de 3 mm².

de 8.10^{-9} s şi o spiră ceva mai mare, de 4,5 mm², pentru care s-a obţinut un timp de răspuns ceva mai bun de 6.10^{-9}s, dar cu un vîrf de tensiune crescut ca în oscilograma din figura 9.

Rezultatul compensării este normal, deoarece s-a neglijat în condiţia de compensare (12), timpul de răspuns propriu al oscilografului BM 420, care este de circa 8 ns. Nu este cazul să se compenseze şi timpul de răspuns al oscilografului din două motive. În primul rînd pentrucă o compensare mai bună înseamnă şi o mărire a componentei negative a timpului de răspuns, adică mărirea vîrfului curbei ca în oscilograma 9 faţă de 8; deci curba de răspuns se îndepărtează de curba treaptă. In al doilea rînd se observă în oscilogramele 8 şi 9, că timpul frontului undei este sub 20 ns, adică corespunde unei bande de frecvenţă de peste 30 MHz, făcînd ca oscilograful utilizat să lucreze la limitele posibilităţilor sale.

Concluzii

Compensarea propusă ţine seama atît de efectul pelicular din şuntul coaxial, cît şi de influenţa circuitului de măsură. Se compensează întregul dispozitiv de măsură, prin calcularea

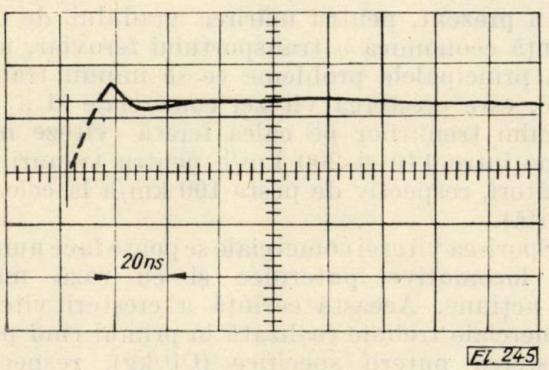


Fig. 9. Oscilograma răspunsului şuntului de 2m Ω compensat cu o spiră de 4,5 mm²

unei inductivităţi mutuale, care să impună la o excitaţie treaptă de curent, după un timp ales, un răspuns egal în amplitudine cu valoarea stabilizată. Inductivitatea mutuală, deci spira compensatoare cuplată cu circuitul principal, trebuie astfel aleasă ca să nu producă un răspuns cu un vîrf de tensiune mare, care chiar la timp de răspuns mic să fie prea diferit de curba treaptă.

Bibliografie

[1] *Hortopan, V.* Folosirea funcţiilor de transfer la determinarea criteriului de calitate al dispozitivelor de măsură pentru curenţii cu variaţie rapidă. În : Electrotehnica **19**, nr. 4, 1971, p. 128—133.

[2] *Ealock, R.*, şi *Lago, B.* Coaxial shunt. In : Proceedings IEE vol. 114, 1967, p. 1317—1324.

[3] *Hortopan, V.* Răspunsul la excitaţia treaptă de curent a conductorului tubular. În: Electrotehnica **18**, nr. 5, 1970, p. 160—166.

[4] *Schwab, A., Heinrich, C.* Messwiderstand zur Aufzeichung schneller Stromänderungen im Nanosekundenbereich. In : ETZ **87**, nr. 5, 1966, p. 181—182.

[5] *Schwab, A.* Hochspannungamesstechnik. Springer — —Verlag, Berlin, Heidelberg, New-York, 1969.

[6] *Hortopan, G.* Aparate electrice. Bucureşti., Ed. Didactică şi Pedagogică, 1967.

Intrat în redacţie la 5.III.1971

Soluții noi și modernizări în construcția de locomotive diesel electrice

GHEORGHE OLARIU* – Craiova

CZ 625.282–843.6.0016

Dezvoltarea și modernizarea transportului feroviar a determinat trecerea de la tracțiunea cu abur la tracțiunea diesel electrică și cea electrică.

În prezent, pentru mărirea gradului de eficiență economică a transportului feroviar, una din principalele probleme ce se impun tracțiunii, este creșterea vitezei comerciale și a tonajului trenurilor pe calea ferată (viteze maxime între 140 și 200 km/h pentru trenuri de călători, respectiv de peste 100 km/h la cele de marfă).

Sporirea vitezei comerciale se poate face numai cu locomotive puternice și cu rază mare de acțiune. Această cerință a creșterii vitezei comerciale trebuie realizată în primul rînd prin creșterea puterii specifice (CP/kg), respectiv prin micșorarea greutății specifice (kg/CP) și nu prin creșterea sarcinii pe osie a vehiculului, care trebuie să rămînă constantă. În caz contrar sînt necesare investiții suplimentare substanțiale pentru modernizarea construcției căii și eventualele cheltuieli suplimentare de întreținere ale acesteia.

1. Căile de creștere a puterii specifice a locomotivelor diesel-electrice

Este evident că între cele două sisteme de tracțiune, cel diesel-electric și cel electric tracțiunea electrică poate satisface mai bine condițiile necesare creșterii puterii specifice, deoarece sursa de energie nu se găsește instalată pe vehicul, ci este luată direct de la linia de contact. În afară de aceasta raza de acțiune a vehiculului este practic nelimitată. Ultimele execuții de locomotive electrice moderne ating valoarea de 0,054 kW/kg, respectiv 0,074 CP/kg și au viteze maxime de circa 200 km/h (ex : „Eo3" de construcție Siemens — RFG ; 5950 kW ; 110 tone ; Vmax = 200 km/h).

În cazul locomotivelor diesel-electrice problema creșterii puterii specifice este mult mai dificilă, deoarece pe locomotivă se găsește instalată și sursa de energie. De asemenea raza de acțiune a vehiculului este limitată datorită capacității date de rezervorul de combustibil. Această capacitate trebuie însă să crească o dată cu creșterea puterii instalate pentru a menține actuala rază medie de acțiune a locomotivelor diesel-electrice. Creșterea puterii instalate este deci legată de redimensionarea motorului diesel, a mașinilor electrice și aparatajului aferent precum și a cutiei și boghiurilor locomotivei, dimensionarea făcîndu-se astfel ca masele respective să devină un minimum, ceea ce îngreunează și mai mult problema.

1.1. Motorul diesel. Puterea efectivă a motorului diesel este dată de relația : $P = C \cdot p_e \cdot V_t \cdot n$, în care : C este de fiecare dată constant pentru un anumit tip constructiv ; p_e — —presiunea medie efectivă pe durata unei singure curse active ; V_t — cilindreea totală a motorului ; n — turația motorului (turația nominală).

Factorul C este mai mic la motorul diesel în patru timpi decît în doi. Cu toate acestea motorul diesel în 4 timpi este preferat deoarece are o serie de avantaje ca randament mai mare, instalație de supraalimentare mică etc.

Asupra factorului p_e și V_t nu se poate acționa decît într-o măsură neînsemată, deoarece acești parametri depind de masa constructivă a motorului pe care avem interes să nu o mărim prea mult așa cum s-a mai arătat.

Singura cale substanțială de reducere a greutății specifice rămîne deci mărirea turației nominale a motorului diesel. Această măsură este legată de un complex întreg de soluții care cer o înaltă tehnicitate, materiale de construcție cu caracteristici mult superioare, tehnologie și execuție ireproșabilă de înaltă precizie, reducerea vibrațiilor și a uzurilor la minimum pentru a prelungi durata de funcționare în exploatare a motorului etc.

O scădere a greutății specifice de proporții mai mici se mai poate realiza și prin înlocuirea blocului turnat cu unul de execuție sudată (motorul Sulzer LVA 24 de 4000 CP are greutatea totală de 20,4 t în execuție turnată față de 18,5 t în execuție sudată a blocului).

Pentru a exemplifica tendințele actuale în construcția de motoare diesel și saltul uriaș realizat în decurs de circa 20—25 de ani redăm, în tabela 1, principalele date a cîtorva motoare, unul fabricat de firma Sulzer-Elveția cu circa 25 de ani în urmă și celelalte fabricate recent de firma Sulzer și de alte firme cu tradiție în construcția de motoare pentru vehicule.

Motorul V8V23/23 TL de fabricație MAN care se fabrică în prezent la turația de 1500 rot/min va rămâne și în viitorul apropiat competitiv în construcția de motoare diesel de puteri mari instalate pentru construcția de locomotive diesel.

1.2. Transmisia electrică. Pentru execuțiile actuale și cele din viitorul apropiat, motoarele

* Ing. *Gh. Olariu*, este inginer proiectatnt la Centrul de proiectări și cercetări, Atelierul proiectări locomotive de pe lîngă GUAME Craiova.

Tabela 1

Firma constructoare	Sulzer	Sulzer	AGO	MAN
Tipul motorului	LDA 28	16LVA 24	VI6FSHR	V8V23/23TL
Putere UIC (CP)	2 300	4 000	4000	4000*
Turație, rot/min	750	1 1100	1350	1500
Nr. cilindri	12 în L	16 în V	16 în V	16 în V
Consum combust, g/CPh	175	165		152
Greutate inclusiv accesorii, kg	20 500	18 500 (20400)	17855	13680
Greutate specifică, kg/CP	8,92	4,62 (5,1)	4,46	3,25

* Motorul în cauză funcționează în prezent la puterea de 3600 CP, ulterior puterea urmează să devină de 4000 CP.

de tracțiune cu excitație serie sînt, datorită acționării individuale a fiecărei axe sau acționare monomotor, partea preponderentă a greutății echipamentului electric de pe LDE.

Puterea unui motor de cale cu excitație serie este dată de relația generală $P_M = U \cdot I \cdot \eta$. Neglijînd pierderile mecanice și căderea de tensiune $I \cdot R_{Mot}$, $U \approx E = C\Phi n$, se poate scrie: $P_M \approx G \cdot I \cdot \Phi \cdot n$.

Constanta C este funcție de concepția constructivă a motorului și nu poate fi mărită arbitrar. Produsul $I.\Phi$ depinde de pătratul curentului, (excepție făcînd domeniul de saturație al motorului), a cărui valoare este limitată de diametrul și încărcarea liniară a rotorului, precum și de lungimea activă a rotorului, limitată la rîndul ei de condițiile impuse de o bună comutație a mașinii.

O creștere a acestor mărimi ar atrage deci după sine o mărire a dimensiunilor geometrice ceea ce ar însemna un cumul de masă și o reducere destul de mică a greutății specifice [2, pag. 27—28].

Rezultă că și în acest caz creșterea puterii specifice se poate realiza substanțial tot prin creșterea turației mașinii (ceea ce este de altfel valabil pentru toate mașinile rotative precum se știe).

La dimensionarea motoarelor cu turație mărită, respectiv putere specifică mărită se modifică și turația nominală a motorului astfel că crește și viteza de durată a locomotivei. În general viteza de durată a locomotivei reprezintă circa 25% din viteza maximă. Raportul de reglaj ($U_{max} : U_N$) se alege de circa 1,6; gradul de excitație poate scădea pînă la 0,3 pentru motoare compensate.

Desigur că mărirea turației mașinii electrice în curent continuu sau alternativ cu colector ridică o serie întreagă de probleme ce își cer rezolvarea. În primul rînd se înrăutățesc condițiile unei bune comutații, apoi sînt necesare: materiale cu caracteristici mecanice superioare, execuție ireproșabilă, reducerea vibrațiilor și rulmenții cu caracteristici superioare. Creșterea turației presupune și tensiuni maxime mărite, iar pentru a asigura cuplul mare la pornire sînt necesari curenți de pornire mai mari. În aceste condiții sînt necesare și materiale electroizolante, cu caracteristici dielectrice superioare, cu stabilitate termică mărită și proprietăți mecanice mai bune. În prezent se folosesc clasele superioare de izolație F și H care permit o funcționare la temperaturi mai ridicate. Aceasta înseamnă că folosirea acestor materiale electroizolante duce de asemenea la creșterea puterii specifice a mașinilor electrice.

Suspensia motoarelor se realizează în execuție semisuspendat (cu nas) pînă la circa 120 km/h, iar peste această graniță se folosesc de regulă motoare complet suspendate în rama boghiului cu transmisii elastice. Folosirea motoarelor semisuspendate la viteze de peste 120 km/h comportă unele riscuri la siguranța circulației, anumite investiții de sudare a șinei și eventualele cheltuieli sporite de întreținere a căii ferate.

Spre exemplificarea evoluției construcțiilor de motoare de cale pentru transmisii diesel-electrice redăm în tabela 2, caracteristicile prin-

Tabela 2

Tipul motorului (Ex. serie)	GDTM 533	FHG 4448 (20)	1-IB 2822-OGP-02
Firma constructoare	BBC (vechi)	BBC(nou)	Siemens
Puterea de durată, kW	200	375	400
Curentul de durată, A	820	570	600
Tensiunea de durată, V	275	711	730
Turația de durată, rot/min	495	629	700
Tensiunea maximă, V	460	1000	1200
Turația maximă, rot/min	2300	2710	2820 (3020)
Grad min. de excitație	0,45(0,40)	0,26	0,32
Clasă de izolație	B	H	F
Greutate, kg	2100	2600	2600

cipale a trei tipuri de motoare, motorul Siemens și motorul BBC de construcții mai recente și motorul BBC construit cu circa 20—25 ani în urmă.

Generatorul principal pentru tracțiunea LDE este de obicei de curent continuu cu excitație anticompound (cu trei excitații : serie negativă, paralel și separată). El se cuplează de obicei direct pe axul motorului diesel. Astfel, rezultă și pentru acesta o turație mărită (lucru dorit de altfel), ceea ce conduce la creșterea puterii specifice a generatorului.

Posibilitățile de reducere a greutății generatorului principal prin mărirea turației sînt mai mici decît în cazurile examinate mai înainte ale motorului diesel sau ale motorului de tracțiune.

Într-adevăr se știe că mașinile mari de curent continuu sînt limitate ca putere de problemele de comutație și în particular de tensiunea între lamele [4] precum și de gabarit.

Ori tocmai acesta este cazul generatorului principal al locomotivei diesel electrică. Cu cît puterea necesară este mai mare cu atît turația trebuie aleasă la o valoare mai mică ceea ce evident mărește greutatea specifică kg/kW.

Astfel de exemplu pentru turația de 1000 rot/minut puterea nominală ce s-ar putea realiza în condițiile unei bune comutații este de aproximativ 2400 kW în timp ce la 1500 rot/ /min puterea nominală ar rezulta de numai 1500 kW.

Rezultă că în cazul generatorului principal al locomotivei diesel electrică nu putem aplica principiul de micșorare a puterii specifice prin mărirea turației.

Soluția problemei este trecerea la execuții de generatoare trifazate în c.a. echipate cu instalații de redresare și nivelare a curentului. Asemenea execuții de locomotive cu generatoare trifazate au început să fie deja construite în lume și se pare că au și depășit faza experimentală.

Celelalte măsuri constructive de mărirea puterii specifice a generatorului sînt de ordin secundar și au fost tratate o dată cu motorul de tracțiune. Pentru creșterea puterii specifice, cele arătate mai sus se pot extinde și asupra celorlalte mașini electrice de pe LDE ca : generator auxiliar, generator încălzire tren și eventual la motoarele de antrenarea serviciilor auxiliare, dacă dimensionarea serviciilor auxiliare se poate face la turații corespunzătoare.

2. Alte tendințe constructive și modernizări la LDE

Datorită gradului diferit de dezvoltare existent la administrațiile de cale ferată și a tendinței generale de dezvoltare și modernizare a tracțiunii pe baza unor investiții mijlocii (tracțiunea electrică necesită investiții substanțiale cu durată de amortizare mare — destul de dezavantajos pentru țările în curs de dezvoltare), cererea de locomotive diesel electrice este foarte diferită, atît ca putere instalată și greutate pe osie cît și ca ecartament.

Astfel, multe firme cu tradiție în construcția de locomotive sînt nevoite să-și diversifice fabricația de LDE, avînd serii unitare de motoare diesel, motoare de tracțiune, aparataj etc.

Datorită posibilității construirii motorului diesel de aceeași concepție cu un anumit număr de cilindri și în așezări diferite (linie pentru puteri mai mici și V pentru puteri mai mari) poate rezulta o diversificare a motoarelor diesel. De exemplu : pentru formațiile cele mai răspîndite din punct de vedere constructiv de 16, 12, 8 și 6 cilindri, avînd ca putere instalată pentru fiecare cilindru 250 CP, rezultă puterile nominale de 4000, 3000, 2000 și 1500 CP ale motorului, conform definiției date de publicația UIC 623—1958.

Greutatea pe osie poate lua valori în funcție de construcția căii ferate și a ecartamentului acesteia între 14 și 20 tone și chiar și mai mult dacă calea permite. Ecartamentul crește proporțional cu greutatea pe osie și poate fi de : 1000, 1067, 1435, 1524 și 1676 mm. Locomotivele pot fi executate în așezarea Bo-Bo sau Co-Co a osiilor, cu două cabine la capete sau cu o cabină la mijlocul locomotivei, tip bonetă. Astfel, cu patru variante constructive ale aceluiași tip de motor diesel, cu două tipuri de boghiuri, cu două tipuri de motoare de tracțiune (cel de putere mai mare în variantele suspendat și semisuspendat), cu două tipuri de generatoare (unul în curent continuu, celălalt în curent alternativ) cu puteri instalate în două variante și cu două tipuri de cutii în două variante (ecartament îngust — ecartament normal) se poate diversifica de așa natură fabricația de LDE, încît fabrica constructoare să fie oricînd în stare a satisface orice cerere de pe piață de LDE.

Printre modernizările cele mai solicitate în prezent la variantele de LDE existente deja în exploatare sînt instalarea sursei de încălzire fie electrică fie cu cazan cu abur pe LDE și echiparea lor cu frînă dinamică, bineînțeles dacă spațiul constructiv pe LDE permite aceasta, iar pentru construcțiile noi de LDE înlocuirea frînei cu saboți prin frînă cu disc. Cuprinsul lucrării de față nu permite dezvoltarea acestor probleme mai detaliat. Aceste modificări substanțiale sînt absolut justificate atît pentru încălzirea trenului direct de la locomotivă cît și pentru frîna dinamică și cu disc, deoarece prin aceasta pe timp de iarnă se poate scoate vagonul WIT din garnitura trenului de persoane, respectiv se evită uzura și slăbirea bandajelor precum și cantitatea mare de praf provenit din uzura saboților, dăunător de altfel mașinilor electrice cu colector etc.

Încălzirea electrică se poate face cu generator de încălzire în curent alternativ, antrenat de motorul diesel sau de un motor diesel separat de cel de tracţiune sau direct de la generatorul principal în curent alternativ la puterea instalată de circa 400—600 kVA.

Frîna reostatică în funcţie de locul aferent de pe locomotivă şi gradul maxim de eficienţă a frînării se recomandă a fi dimensionată conform relaţiei $P_{Fr} \leqslant 0{,}75\ P_{Loc}$. În felul acesta frînarea devine eficientă şi la vitezele mari sau maxime, la care frîna pneumatică cu saboţi întîmpină anumite greutăţi.

Dacă la locomotivele diesel electrice construite deja există posiblităţi constructive ale transmisiei electrice în domeniul vitezelor sporite, atunci se poate reduce gradul de slăbire a cîmpului pînă la 0,30 pentru motoare compensate, însă cu condiţia ca turaţia maximă a motorului de tracţiune şi încărcarea generatorului principal să permită aceasta, iar puterea motorului diesel să se poată folosi raţional şi în acest domeniu. Prin această măsură de modernizare se măreşte domeniul de lucru al LDE în direcţia vitezelor sporite ceea ce de altfel s-a şi realizat la noi în ţară.

Antrenarea serviciilor auxiliare tinde să se facă mai departe cu motoare de curent continuu sau pentru puteri mai mici instalate prin antrenarea mecanică, direct de la motorul diesel agregate supradimensionate, $n_o \ll n_N$).

Generatorul auxiliar se construieşte la fel şi pe acelaşi ax cu cel principal. El este de curent continuu pentru puterile mai mici şi de curent alternativ pentru puterile mari instalate ale LDE.

Lansarea motorului diesel se face de obicei cu ajutorul generatorului principal alimentat de la baterii, sau cu aer comprimat pentru locomotivele echipate cu generator trifazic. Pentru cazul din urmă, în locul lansării cu aer comprimat, se poate folosi şi un electromotor special de lansare cu alimentare de la baterii.

În vederea obţinerii unor construcţii uşoare a boghiurilor şi cutiei locomotivelor se foloseşte tot mai mult construcţiile sudate din table îndoite.

Frîna disc, roţile monobloc şi cupla centrală automată fac parte de asemenea din procesul de modernizare a locomotivelor.

3. Concluzii

Atît în ţările cu o tracţiune bine dezvoltată cît şi în cele în curs de dezvoltare se urmăreşte o sporire a vitezelor comerciale, însă cu un volum de investiţii minim pentru cale.

Este ştiut că o creştere a vitezei vehiculelor determină o creştere substanţială şi a sarcinii dinamice la şoc a şinei de cale ferată, aproape direct proporţională cu viteza [5]. Din această cauză la o creştere anumită a vitezei, cu toate că sarcina statică pe osie rămîne constantă, este necesar să se întărească construcţia căii prin schimbarea şinii cu una mai rezistentă, micşorarea distanţei între traverse etc. Aceste lucrări necesită investiţii substanţiale.

Constructorilor de locomotive li se impune condiţia de mărire a puterii instalate, respectiv a vitezei maxime a LDE cu condiţia ca sarcina pe osie să rămînă constantă. Căile care conduc la aceasta sînt mărirea turaţiei maşinilor rotative, folosirea unor materiale cu caracteristici ridicate, tehnologie specială, execuţii de înalt nivel calitativ etc.

Astfel, s-a reuşit ca în decurs de circa 20 de ani puterea instalată a unei locomotive diesel electrice de aceeaşi greutate să se dubleze, adică puterea specifică s-a dublat. Pentru o locomotivă cu greutatea totală de serviciu de 120 tone, puterea instalată în prezent a ajuns la circa 4000 CP faţă de 2000—2200 CP cît se realiza acum 20 de ani.

Desigur că în raport cu locomotivele electrice de puteri mari instalate (puteri instalate de două ori mai mari ca la cea mai modernă LDE), aceste puteri ale locomotivelor diesel-electrice sînt încă mici. Totuşi, dacă se ţine seama de investiţiile suplimentare mari pentru construcţia reţelelor de alimentare ale tracţiunii electrice, rezultă că aceste locomotive diesel electrice cu puteri mari instalate sînt din punct de vedere al dezvoltării unei tracţiuni moderne competitive locomotivelor electrice.

Bibliografie

[1] *Sass, F., Bouché, Ch.* şi *Leitner, A.* Dubles Taschenbuch für den Maschinenbau'' zweiter Band, Springer—Verlag, 1963.

[2] *Postnikov, I. M.* Proiectări maşini electrice (traducere din limba rusă) Ed. Energetică de Stat, 1954.

[3] *Rziha, E.V.* Starkstromtechnik. Band I. Berlin, Wilhelm Ernest Verlag, 1955.

[4] *Richter, R* . Maşini electrice, volumul I. (trducere din limba germană) Ed. Tehnică, 1958.

[5] Culegere documentară „*Tracţiune* I/1966".

Intrat în redacţie la 21.XI.1970

DISCUŢII

Asupra articolului „Caracteristicile maşinii sincrone cu poli înecaţi alimentată de la un ondulor cu tiristoare autocomandat. Funcţionarea la unghi intern constant" de dr. ing. R. Măgureanu, apărut în revista Electrotehnica nr. 8, 1970, p. 276-284.

OBSERVAŢII

În acest articol autorul nu menţionează că prioritatea abordării problemei funcţionării motorului sincron la unghi intern $\delta = ct$ aparţine subsemnatului, omiţînd existenţa unor lucrări anterioare care-mi aparţin. Este vorba de două lucrări ale subsemnatului tipărite anterior predării articolului citat pentru tipar, un brevet de invenţie publicat în 1968 [1] şi o comunicare ştiinţifică prezentată la cea de-a doua conferinţă a electricienilor din 1969 şi tipărită în culegerea aferentă [2]. Aceste lucrări se referă tot la funcţionarea motorului sincron la unghi intern $\delta = ct$.

Cu această ocazie îmi permit să atrag atenţia autorului asupra unei erori de exprimare. La pag. 278,al. 1 se spune: „Se observă că indiferent de tip, maşina sincronă este complet caracterizată prin trei mărimi α,β,δ. Menţinerea constantă a uneia dintre ele conduce automat la variaţia celorlalte două". Cele de mai sus nu sînt exacte, deoarece cele două lucrări citate fundamentează tocmai funcţionarea maşinii sincrone la unghi intern $\delta = ct$ şi viteza de rotaţie $\dot{\beta} = ct$, adică în condiţii care contrazic concluzia teoretică citată.

Bibliografie

[1] *Şofan, E.* Procedeu şi instalaţie de acţionare electrică cu motoare sincrone cu turaţie ajustabilă (Brevet R.S.R. nr. 51302/1968).

[2] *Şofan, E.* Principii ale unui sistem de acţionare cu motor sincron cu turaţie variabilă şi unghi intern impus (comunicare ţinută la a doua conferinţă a electricienilor, 23—26 septembrie 1969, Bucureşti, Secţia VI Acţionări electrice; tipărită în culegerea aferentă).

Dr. ing. *E. Şofan*

RĂSPUNSUL AUTORULUI

În cele ce urmează îmi permit să răspund scrisorii adresate redacţiei de tov. dr. ing. E. Şofan, referitoare la articolul meu [1], menţionat la început.

De la început, trebuie să vă comunic că lucrările domniei sale îmi sînt cunoscute, atît din publicaţiile menţionate, cît şi dintr-o şedinţă a Consiliului Ştiinţific al I.C.P.E. — ului, la care am participat ca invitat. Tovarăşul dr. ing. Şofan a propus şi brevetat un sistem de comandă al motorului sincron alimentat de la un ondulor cu tiristoare cu frecvenţă independentă (comandă din exterior), asigurînd funcţionarea maşinii sincrone pentru diverse frecvenţe constante la un unghi constant, comandînd tensiunea de alimentare sau fluxul de excitaţie, printr-un traductor de unghi intern. În concluzie, soluţia domniei sale consta în menţinerea constantă a frecvenţei şi reglajul unghiului intern, $\dot{\beta} = ct$, $\delta = ct$, *dar pentru tensiune de alimentare sau flux de excitaţie variabil (fig.1.).*

Soluţia prezentată de subsemnatul în articolul menţionat [1] este cunoscută în literatură şi departe de dorinţa subsemnatului de a-şi însuşi paternitatea ei. Spre deosebire de soluţia prezentată de tov. ing. Şofan, invertorul care alimentează maşina sincronă este comandat direct de un traductor de poziţie rotoric, iar frecvenţa de alimentare este variabilă (funcţie de sarcina maşinii (fig. 2.).). Contribuţia autorului constă în observarea proceselor intime din maşină, şi anume, că prin însăşi legea de funcţionare maşina lucrează automat, pentru orice cuplu rezistent la un unghi intern constant, fixat prin traductorul de poziţie. Autorul nu afirmă nicăieri că această maşină este o creaţie proprie. Original este punctul de vedere din care se studiază maşina respectivă şi pe baza căreia se face toată teoria respectivă.

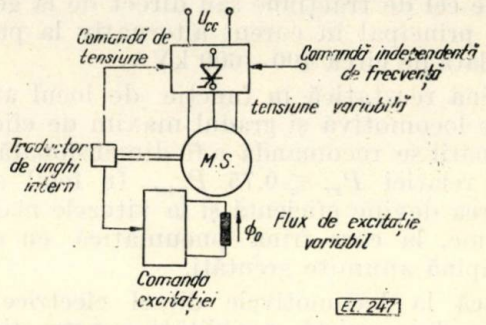


Fig. 1

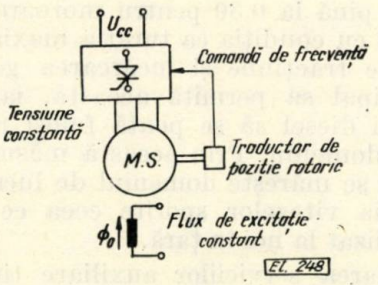


Fig. 2

După cum se vede, este vorba de două soluţii diferite.

Asupra concluziilor teoretice eronate la care se afirmă că am ajuns, îmi permit să arăt că cele trei mărimi α, $\dot{\beta}$, δ *la tensiune şi flux de excitaţie constant*, caracterizează complet funcţionarea oricărui tip de maşină sincronă, şi că menţinerea constantă a uneia dintre ele conduce automat la variaţia celorlalte două este perfect valabile, lucru care a fost verificat experimental [4].

Bibliografie

[1] *Măgureanu, R.* Caracteristicile maşinii sincrone cu poli înecaţi alimentată de la un ondulator cu tiristoare autocomandat. Funcţionarea la unghi intern constant. Electrotehnica, 18, nr. 8, 1970, p. 276—284.

[2] *Şofan, E.* Procedeu şi instalaţie de acţionare electrică cu motoare sincrone cu turaţie ajustabilă (Brevet R.S.R.) nr. 51302/1968.

[3] *Şofan, E.* Principii ale unui sistem de acţionare cu motor sincron cu turaţie variabilă şi unghi intern impus. Comunicare ţinută la a doua conferinţă a electricienilor din 25—26 sept 1969.

[4] *Măgureanu, R.* Contribuţii la studiul maşinilor electrice cu comutator electronic. Teză de doctorat, Institutul politehnic Bucureşti.

Dr. ing. *R. Măgureanu*

OBSERVAŢIILE COMITETULUI DE REDACŢIE

Citarea lucrărilor doctorului ing. E. Şofan prezintă dificultăţi, deoarece nefiind publicate în reviste de tiraj, române sau străine sînt mai greu accesibile. La aceasta se mai adaugă şi faptul, din nefericire destul de obişnuit la noi în ţară, că nu se consultă literatura de brevete.

Autorul ing. R. Măgureanu afirmă însă că avea cunoştiinţă de lucrările tov. ing. dr. Şofan. Credem că în această situaţie era indicată citarea acestor lucrări cu atît mai mult că sînt

citate lucrări străine, care au mai puţină tangenţă cu lucrarea tov. ing. Măgureanu.

Era poate indicat chiar din acest punct de vedere să se citeze şi lucrările:

— Brevet de invenţie U.R.S.S. 69376 din 30 sept 1947. Auto M.I.Trssen;

— Postnikov, I.M. Metodă de calcul a regimurilor motoarelor sincrone compensate. Elektricestvo 38, nr. 3, 195;

— Postnikov, I, M. şi Lischenko, A. I. Asupra calculului caracteristicilor şi capacităţii de suprasarcină a motoarelor sincrone compensate. Elektricestvo 39 nr. 7, 1959, care tratează motoare sincrone cu două bobinaje inductor excitate separat, subiect abordat şi în lucrarea tov. ing. Măgureanu la pag. 281, col. dreaptă.

Comitetul de redacţie

RECENZII

CZ 621.3.011.3.:011.24

P.L. KALANTAROV şi L.A. TEITLIN: **Calculul inductanţelor** (Rasceot Inductivnostei).Leningrad, Editura Energia, 1970

Pe cuprinsul a zece capitole se prezintă într-o nouă ediţie modul de calcul al inductanţelor proprii şi mutuale. Sistematizarea materialului din noua versiune a cărţii permite scoaterea în relief a principalelor modele de calcul al inducţanţelor fără a se referi la tot ce s-a creat în acest domeniu. Se remarcă de la bun început accentuarea relaţiilor care au un pregnant caracter practic. Deşi cele zece capitole ale cărţii reproduc o serie de relaţii uzuale în domeniul calculării inductanţelor, este de remarcat şi strădania autorilor ca în noua prezentare a materialului să se exprime bazele generale ale deducerii formulelor de calcul fără a se neglija aspectele fenomenologice care înlesnesc înţelegerea expunerii.

Principalele idei dezvoltate în structura lucrării se referă la următoarele aspecte :

— conceptele generale privind calcularea inductivităţilor. În acest prim capitol se fac consideraţii asupra modului de construire a relaţiilor de calcul al inductivităţilor ţinînd seama de forma, dimensiunea şi aşezarea reciprocă a circuitelor. Se dau apoi expresiile inductanţelor circuitelor cu o formă complicată. Se trec în revistă o serie de metode noi de calcul al inductivităţilor şi se arată care sînt cele mai simplificate relaţii pentru calculul practic al inductanţelor. În capitolul al doilea se fac referiri la modelele inductanţelor conductoarelor rectilinii şi curbilinii. Astfel se arată modul de construire a relaţiilor de calcul al inductanţelor proprii şi mutuale pentru conductoare rectilinii cu diferite secţiuni puse în prezenţa altor conductoare şi se dau formulele pentru deducerea inductanţei mutuale a conductoarelor filiforme.

Inductanţele sistemelor de conductoare rectilinii paralele sînt deduse pe cuprinsul capitolului al treilea al cărţii. Se prezintă inductanţa cablului monofazat, a liniei monofilare, a barelor şi conductoarelor complexe, inductanţele liniilor bifilare paralele şi a liniilor trifazate precum şi relaţiile pentru calculul inductanţei sistemelor complexe de conductoare în prezenţă.

Inductanţele circuitelor plane fac obiectul capitolului al patrulea şi se referă la calculul acestor mărimi în cazul poligoanelor regulate oarecare cît şi al figurilor geometrice circulare şi sferice. Pentru inductanţele mutuale se prezintă o relaţie generală a cărei particularizare permite obţinerea relaţiei de calcul pentru cazul considerat. Capitolul se încheie cu indicaţii privind calculul numeric al inductanţelor mutuale pentru circuite circulare.

Capitolul al cincilea şi al şaselea se referă la calculul inductanţelor inelelor şi bobinelor circulare. În ambele cazuri relaţiile se referă atît la inductanţe proprii cît şi la inductanţe mutuale.

Astfel, se dau formule pentru deducerea inductanţei solenoidului, a diferitelor tipuri de bobine cu forme geometrice uzuale şi cu forme oarecare.

Pe cuprinsul capitolelor şapte şi opt se fac consideraţii asupra modului de calcul al inducatanţelor mutuale ale bobinelor circulare coaxiale şi necoaxiale. Se prezintă relaţiile pentru inductanţe mutuale în cazul solenoizilor cu aceeaşi lungime sau cu lungime oarecare, cu acelaşi diametru sau solenoizi coaxiali şi necoaxiali în caz general.

Capitolul al noulea tratează modul de calcul al inductanţelor cu formă şi destinaţie specială. Astfel se prezintă modul de calcul al inductanţelor la solenoidul pătrat, dreptunghiular, poligonal, bobina patrată plană, dreptunghiulară, poligonală, sferică. Se face calculul atît al inductanţelor proprii cît şi a celor mutuale în cazul circuitelor învecinate. În cel de al zecelea capitol se arată modul de considerare a distanţelor medii geometrice, aritmetice şi medii pătratice plecîndu-se de la principii generale şi exemplificîndu-se relaţiile deduse pe diverse situaţii topografice. Cartea se încheie cu o serie de anexe care cuprind logaritmi zecimali şi naturali, funcţiile trigonometrice şi hiperbolice, polinoamele lui Legendre, funcţiile Bessel şi Hankel şi derivatele lor.

Exemplele numerice expuse în cursul lucrării nu sînt preluări şi arată modul de aplicare a relaţiilor prezentate pe cuprinsul capitolelor. Materialul din ediţia a doua a cărţii lui Kalantarov şi Teitlin este un îndreptar teoretic şi practic, preţios pentru specialiştii din domeniul electrotehnicii.

A. Carabulea

CZ 621.3.013 + 537.212

K. BINS, şi P. LAURENSON, **Analiza şi calculul cîmpurilor electrice şi magnetice** (Analiz i rascest electriceskih i magnitnih polei). Moscova, Editura Energia, 1970.

Se prezintă sistematic pe cuprinsul a 12 capitole şi trei anexe metodele de determinare a cîmpurilor electrice şi magnetice. Printre metodele dezvoltate sub aspect teoretic şi practic se evidenţiază acelea care utilizează conceptele matematice ale ecuaţiilor Laplace, Poisson şi Monte-Carlo.

După o scurtă prezentare a principalelor aspecte generale ce se impun a se dezvolta în carte, autorii se referă în primul capitol la metodele tradiţionale şi cele noi ce pot fi utilizate pentru calculul şi analiza cîmpurilor electromagnetice.

Teoria cîmpurilor electrice şi magnetice face obiectul capitolului al doilea din carte. Astfel se prezintă şi se discută premisele teoretice şi experimentale şi se indică modul de calcul al principalelor mărimi electrice şi magnetice cu care operează teoria cîmpurilor.

Capitolul al treilea cuprinde premisele de determinare a cîmpurilor electrice şi magnetice în cazul corpurilor fizice de diferite forme. În aceste situaţii se scriu condiţiile la limită în vederea respectării problemei matematice şi fizice care îmbracă fenomenele electrice şi magnetice luate în discuţie.

În cadrul capitolului patru se fac consideraţii privind construirea şi aplicarea funcţiei Laplace pentru studiul cîmpurilor electrice. În acest sens se recomandă şi se folosesc relaţiile matematice scrise în coordonate cilindrice.

Premisele aplicării ecuaţiilor Poisson fac obiectul capitolului al cincilea. În cuprinsul acestui capitol se scriu relaţiile de calcul al potenţialului vector pentru conductoare de diferite secţiuni insistîndu-se în special asupra barelor singulare şi paralele de formă dreptunghiulară. În finalul acestui capitol se arată modul de calcul al inductivităţilor proprii.

În capitolul al şaselea se prezintă metodele de transformări conforme atît sub aspect analitic cît şi grafic. Pentru situaţiile studiate se indică modelele matematice şi curbele de variaţie a cîmpurilor într-un sistem cartezian de coordonate.

Aplicaţiile transformărilor conforme pentru diverse situaţii practice sînt dezvoltate în capitolul al şaptelea şi al optulea al cărţii. Consideraţiile încep cu forme simple de fi-

guri geometrice şi ajung la cele mai interesante reprezentări de corpuri fizice ce pot apărea în domeniul practicii electrotehnicii.

Funcţiile eliptice şi modul lor de utilizare sînt discutate în cadrul capitolului al noulea. Astfel se fac consideraţii asupra funcţiilor Iacobi şi se arată modul lor de folosire în diverse situaţii teoretice. În cuprinsul capitolelor 10—11 se arată modul de construire şi aplicare a metodelor cifrice de integrare a funcţiilor analitice.

Capitolul al doisprezecelea cuprinde o serie de consideraţii asupra metodei Monte-Carlo şi posibilităţile de aplicare în diverse situaţii practice.

Autorul studiului analiza şi calculul cîmpurilor electrice şi magnetice încearcă şi reuşeşte să prezinte unitar metodele tradiţionale şi o parte din cele noi ce se pot folosi cu mare eficienţă la studiul cîmpurilor din cadrul instalaţiilor electrice.

A. Carabulea

CZ 621.313.1.001

S. A. Nasar. **Sisteme şi elemente de conversie electromecanică a energiei.** (Electromagnetic Energy Conversion Devices and Systems) Prentice-Hall, Inc Englewood Cliffs, New Jersay, 1970, 391 pag.

Se împlinesc 12 ani de la publicarea controversatei lucrări a profesorilor White şi Woodson de la Massachusets Institute of Technology [1] care împreună cu Gabriel Kron [2] au fundamentat un stil nou în predarea şi înţelegerea maşinilor electrice. Deşi argumentele pro şi contra nu au lipsit în aceşti ani, încă nu se poate afirma care din sisteme va avea cîştig de cauză, şi cu excepţia universităţilor americane „Conversia Electromecanică a energiei" nu a găsit rezonanţă în alte ţări. Faptul că cere cititorului un bagaj serios de cunoştinţe de matematici superioare, mecanică teoretică şi electrotehnică, faptul că maşina, privită în sistem, pierde la un moment dat realizarea fizică a făcut ca în Europa astfel de cursuri să fie mai puţin recomandate studenţilor şi utilizate doar în învăţămîntul postuniversitar.

Dr. S.A. Nasar este profesor la Universitatea Kentucky şi unul din cei mai cunoscuţi specialişti în teoria coversiei electromecanice a energiei şi lucrările sale publicate în diverse reviste de specialitate sînt o bună carte de vizită pentru lucrarea de faţă.

Pe scurt analiza şi studiul conversiei electromecanice a energiei cuprinde următoarele aspecte :

1. Consideraţii topologice şi descrierea fizică a sistemului, a elementelor în mişcare şi a structurii electrice şi magnetice a circuitelor ;

2. Alegerea modelului şi a ipotezelor simplificatoare. Aceasta depinde de gradul de precizie cerut şi de metodele de calcul pe care le avem la dispoziţie ;

3. Determinarea parametrilor sistemului-rezistenţelor, inductanţele, capacităţile, masele în mişcare, frecările şi constantele diverselor sisteme electrice.

4. Formularea ecuaţiilor sistemului cu luarea în consideraţie simultană a parametrilor mecanici şi electrici ;

5. Soluţia ecuaţiilor de mişcare. Aproape invariabil, sistemul de ecuaţii diferenţiale este neliniar şi sistemul poate fi liniarizat pe porţiuni, oferind soluţii relativ simple, fie rezolvat direct pe calculatoare analogice sau numerice.

Acesta reprezintă scheletul pe care este construită întreaga lucrare, iar diversele convertoare electromecanice, inclusiv maşinile electrice, nu sînt decît probleme care pot fi simplu rezolvate.

Capitolul 1 defineşte ce este un convertor electromecanic şi prezintă o serie de exemple începînd cu motoarele electrice, cele electromagnetice, generatoare magneto-hidrodinamice şi pompe pentru metale lichide.

Analiza acestor sisteme este prezentată în capitolul al II-lea. În principiu trei metode sînt posibile :

1. Teoria cîmpului electromagnetic ;

2. Principiul conservării energiei şi a lucrului mecanic virtual ;

3. Principii variaţionale.

Fiecare dintre aceste metode are avantajele sale şi aplicarea lor depinde de fiecare caz în parte. Un prim subcapitol este o trecere în revistă a ecuaţiilor lui Maxwell şi a teoremelor de energie şi aplicaţii la diverse probleme de electromagnetism. Partea a doua defineşte principiile de conservare a energiei şi prezintă cîteva exemple pentru medii liniare şi neliniare.

Metodele variaţionale sînt tratate în subcapitolul 2.3 definindu-se coordonatele generalizate, principiul lui Hamilton, ecuaţiile lui Lagrange. O altă problemă discutată în acest capitol este soluţionarea ecuaţiilor de mişcare. Sînt introduse transformata Laplace, funcţiile de transfer, aproximările asimtotice pentru răspunsul la frecvenţă variabilă, diagrama bloc, circuite echivalente, funcţii de stare, grafuri.

Capitolul al treilea reprezintă aplicaţii ale metodelor prezentate anterior pentru diverse dispozitive electromecanice cu parametri concentraţi (traductoare electrostatice sau electromagnetice, relee etc.).

Capitolul al 4-lea, conversia energiei în medii continue, oferă o imagine de ansamblu mai largă decît în cazul precedent, utilizînd ecuaţiile generale ale electrotehnicii la diverse tipuri de convertoare cu parametri distribuiţi : generatoare M.H.D., pompe pentru metale lichide, maşini homopolare şi de inducţie. Se introduce noţiunea de cîmp călător, conceptul de impedanţă de undă şi pe baza lor se rezolvă sistemele menţionate.

Conversia energiei în sistemele de mişcare de rotaţie cu parametrii concentraţi (capitolul 5) prezintă teoria generală a maşinilor electrice. Analiza se face fie pe baza unor pînze de curent şi integrarea ecuaţiilor lui Maxwell în condiţii idealizate, fie pe baza teoriei circuitelor şi maşina studiată devine maşina generalizată Kron.

Capitolul al 6-lea maşinile de curent continuu, reprezintă o primă aplicaţie a maşinii generalizate, iar ecuaţiile obţinute pe această cale sînt comparate cu cele obţinute pe baza modelului fizic clasic. Acest lucru permite atît studiul regimurilor tranzitorii cît şi al fenomenelor specifice maşinilor de curent continuu care nu pot fi prinse de maşina generalizată (comutaţie, saturaţie etc.).

Maşina asincronă este discutată în capitolul al 7-lea. Ca şi în cazul anterior ecuaţiile caracteristice sînt obţinute prin particularizarea cazului general. Aceasta permite tratarea simultană a regimurilor tranzitorii şi staţionare şi obţinerea directă a circuitelor echivalente atît pentru maşinile simetrice (polifazate) cît şi cele nesimetrice (monofazate). Pentru rezolvarea ecuaţiilor în regim tranzitoriu autorul propune utilizarea unui calculator analogic şi în finalul capitolului este prezentată o astfel de soluţie.

În continuare capitolul 8 se ocupă de maşina sincronă. Este introdusă transformata Park şi, ca şi în cazurile precedente, maşina generalizată oferă ecuaţiile caracateristice atît pentru regimul tranzitoriu cît şi staţionar.

Ultimul capitol — al 9-lea, subiecte diverse şi consideraţii realiste, reprezintă o culegere de probleme speciale, caracteristice maşinilor electrice. După o discuţie cu caracter filozofic asupra limitelor de aplicabilitate ale teoriei prezentate autorul ajunge la concluzia că numai o utilizare judicioasă a metodelor de calcul moderne (calculatoare analogice şi digitale) permit obţinerea unor rezultate apropiate de realitate. Pe baza acestor idei Dr. Nasar prezintă cîteva elemente de calcul analogic, metode de rezolvare a unor ecuaţii diferenţiale caracteristice regimurilor tranzitorii electromecanice. În aceeaşi manieră sînt prezentate noţiuni de calculatoare numerice şi cîteva programe în FORTRAN pentru probleme de clacul de cîmp prin metode de relaxaţie.

Ultima temă tratată este aceea a armonicilor și a saturației, a efectelor lor asupra performanțelor mașinii, a influenței lor asupra reactanțelor de dispersie și a metodelor de calcul corespunzătoare.

Fără îndoială așa cum am remarcat la început, cartea se adresează unui cititor cu un bagaj bogat de cunoștințe teoretice și în general poate fi abordată fără probleme de absolvenții institutelor noastre superioare de specialitate. Deși partizanii Conversiei Energiei afirmă că astfel de cursuri pot înlocui sistemele clasice de predare, rămînem neîncrezători și credem că un curs complimentar teoriei și proiectării mașinilor electrice, predat în această manieră s-ar încadra mai bine în cadrul tradițiilor școlii românești de electrotehnică.

Cartea în totul ei este o lucrare valoroasă, reprezentînd un material la zi în tot ce s-a publicat în domeniul conversiei electromecanice și sîntem convinși că va trezi un interes binemeritat în lumea întreagă.

Aproximativ 100 de probleme și o foarte bogată bibliografie oferă cititorului surse noi de informații și tînărului cercetător noi idei demne de luat în considerație.

Dr. Ing. *R. Măgureanu*

Bibliografie

[1] *Kron, G.* Equivalent Circuits of Electric Machinery. New-York, John Wiley Sons, Inc. 1951.

[2] *White, D. C.* and *Woodson, H. H,* Electromechanical Energy Conversion. New-York, John Wiley Sons, Inc. 1959.

REFERATE

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.066.6

Delahave, F. **Caracterizarea unui contact electric prin măsurarea efectului de termocuplu** (Caractérisation d'un contact électrique par des mesures d'effect de thermocouple). În: Revue générale de l'éléctricité, nr. 11, noiembrie 1970, p.947—951, 7 fig., 2 ref. bibl.

Trecînd un curent alternativ printr-un contact electric format din două piese realizate din *metale diferite* se provoacă o încălzire locală care se soldează cu apariția unei tensiuni continue datorate efectului termoelectric.

Analiza acestor fenomene permite punerea la punct a fabricației contactelor electrice astfel încît să se prevină distrugerea suprafețelor în contact.

Se prezintă tehnologia de construire a contactelor electrice ținîndu-se seama de efectul de termocuplu al suprafețelor în contact. Se calculează rezistența contactelor confecționate după noua tehnologie și se dau relațiile pentru determinarea cîmpului electric și a potențialului în zona de contact.

Se prezintă montajul experimental care a permis verificarea ipotezelor admise la realizarea contactelor electrice și se arată perspectiva dezvoltării unor asemenea procedee în domeniul contactelor electrice.

A.C.

CZ 621.313 *Mașini electrice. Generatoare. Motoare*

CZ 621.313.322—81.002

Calcia, C. **Progrese recente privind construcția turbogeneratoarelor de mare putere** (Recenti progressi nella construzione di turbogeneratori di grande potenza). În: L'Elettrotecnica vol. **LVII**, nr. 12, dec 1970, p. 706—717, 16 fig., 13 ref. bibl.

Se fac considerații asupra tehnologiei de proiectare și realizare a turbogeneratoarelor de mare putere cu 2—4 perechi de poli și frecvențe de 50—60 Hz. Puterile sînt de 666 MVA în cazul a două perechi de poli și de 1 333 MVA în cazul a patru perechi de poli. Se fac precizări privind modul de extindere a răcirii statorului și rotorului unei asemenea mașini fructificîndu-se experiența din cazul unui turbogenerator de 300 MVA.

Turațiile variază între 3 000—3 600 rot/min în cazul a doi poli și 1 500—1 800 rot/min în cazul a patru poli.

Se prezintă modele de rotoare masive și parte din construcția statoarelor insistîndu-se asupra principalelor caracteristici electrice și mecanice. Prezentarea secțiunilor longitudinale are drept scop evidențierea circuitelor de răcire și înțelegerea unor aspecte constructive noi care apar în cazul mașinilor electrice de mare putere. Caracteristicile turbogeneratorului de 1 333 MVA se referă la curentul debitat sub 26 kV este de 29 600 A la $\cos \varphi = 0{,}85$, $f = 60$ Hz, raportul de scurtcircuit 0,5, greutatea statorului 500 t, iar a rotorului 200 t.

Aceste caracteristici corespund unui turbogenerator cu patru perechi de poli.

A.C.

CZ 621.313.333.012.6

Burchiani, A. **Studiul asupra unei metode de trasare a caracteristicii mecanice a motoarelor asincrone.** (Studio su di un metoda per il traciamento diretto della caracteristica meccanica dei motori asincroni. În L'Elettrotecnica vol. **LVII**, nr. 12, dec 1970, p.718—731, 17 fig., 15 ref. bibl.

Se estimează teoretic și practic modul de trasare a caracteristicii mecanice a motoarelor asincrone. După încadrarea problemei și precizarea stadiului de cercetare pe plan mondial în această direcție se prezintă modul de construire a caracteristicilor statice și dinamice ale motoarelor asincrone.

Se prezintă pe baza coeficienților ce rezultă din curbe modelul matematic al puterii unor asemenea tipuri de motoare. Totodată se construiesc modelele pentru calcularea cuplului unui motor asincron. Se trasează curbele de variație ale cuplului în funcție de pulsație pentru diverse regimuri de funcționare. Se insistă asupra conceptelor cu care operează metoda de trasare directă și se descriu schemele și aparatele folosite în acest scop. Se precizează că noua metodă elimină montajul complicat folosit în prezent și permite analizarea și trasarea caracteristicilor mecanice ale motoarelor asincrone cu ajutorul unor aparate simple.

A.C.

CZ 621.385.5 : 621.313.1 — 58

Richard, M. R. **Utilizarea tiristoarelor de putere în montaje cu generatoare și motoare electrice.** (L'Utilisation des thyristors de puissance sur les engins—moteurs électrique) În: Bul. A.S.E. nr. 3, febr 1971, p.157—207.

Se fac considerații teoretice și practice privind utilizarea tiristoarelor de putere în diverse montaje în care apar generatoare și motoare electrice. Se prezintă caracteristicile electrice și mecanice ale tiristoarelor incluse în diferite scheme ce se utilizează frecvent în tracțiunea electrică. Astfel se fac considerații asupra caracteristicilor tipurilor de aparate folosite în montajele industriale scoțîndu-se în evidență comportările mașinilor electrice din schemă.

Se comentează schemele de comandă a unor montaje industriale utilizate în cadrul tracțiunii electrice. Astfel se fac

descrieri ale schemelor de conexiuni simplificate adoptate la locomotive electrice de (3300—3400) kW şi 5900 kW. Se descriu apoi comportările în serviciu a tiristoarelor, influenţa armonicilor, aparatajul de protecţie schemele specifice de comandă, instabilitatea la diverse regimuri nesimetrice de funcţionare. Se precizează problematica influenţei liniilor de tracţiune asupra celor de telecomunicaţie şi se arată modul de complicare a schemei electrice în acest caz. Se prezintă stadiul folosirii tiristoarelor pe plan mondial şi se discută perspectiva utilizării lor în electrotehnică în general şi în tracţiune în special.

A.C.

CZ 621. 316 *Distribuirea energiei electrice*

CZ 621.316.57.064.33

Hochrainer, A. **Observaţii referitoare la trecerea prin zero a curentului în întreruptoarele de curent alternativ.** (Einige Bemerkungen zum Stromnulldurchgang in Wechselstromschaltern) În: E.u.M. **87**, nr. 1, 1970, p. 15—19.

Autorul scoate în evidenţă importanţa studierii fenomenelor la trecerea prin zero a curentului în întreruptoarele de curent alternativ, datorat faptului că tocmai în această perioadă se hotăreşte dacă circuitul va fi sau nu întrerupt.
Studiul arcului în jurul trecerii prin zero se face folosind ecuaţia arcului electric care este o ecuaţie diferenţială. Ca ecuaţii de bază sînt cele deduse pe baza ipotezelor lui Mayr, Cassie (mai rar folosită) şi Rieder. Aceste ecuaţii nu sînt suficient de exacte încît să satisfacă arcul real în aparate şi se observă mereu diferenţe faţă de măsurători. Autorul propune în continuare o relaţie mai generală, bazată pe următoarele ipoteze.
1) Spaţiul de arc este un rezistor de conductanţă $g = g(t)$.
2) Fiecărui curent i, prin spaţiul de arc, îi corespunde o conductanţă $G = G(i)$, care este conductanţa statică (adică la $i = ct$)
3) Conductanţa instantanee, g, tinde spre valoarea conductanţei statice cu viteza

$$\frac{dg}{dt} = \frac{1}{\tau}(G - g),$$

unde τ este constanta de timp a arcului.
4) Se admite că g şi G sînt funcţii continue ale argumentelor lor. Această ipoteză este comună tuturor teoriilor de arc şi confirmată de măsurători.

Conductanţa spaţiului de arc, g, în momentul trecerii prin zero rezultă a fi egală cu conductanţa statică, G, corespunzătoare curentului la timpul $-\tau$.

Pentru o stingere definitivă a arcului trebuie ca g şi G să ajungă în acelaşi moment la valoarea zero. Consecinţă: constanta de timp trebuie să fie foarte mică în acel moment. Rămîne deschisă problema cum ajunge τ la zero?. Două cazuri sînt posibile: descreştere treptată sau o cădere bruscă la zero datorită unor condiţii ale circuitului.

Se pare că condiţia $\tau = 0$ este condiţia de stingere indiferent de modul cum ajunge τ la această valoare.

În final se face o analiză a influenţei pe care o exercită conductanţa de rest a arcului asupra tensiunii oscilante de restabilire (*t.o.r*) Concluzia la care ajunge autorul este că în general conductanţa de rest nu influenţează *t.o.r.*, concluzie valabilă mai ales pentru fundamentala *t.o.r.* Nu este exclus ca să apară totuşi amortizări apreciabile ale armonicelor *t.o.r.* datorită conductanţei de rest, cum este cazul defectului kilometric de exemplu.

Gh. T.

CZ 621.316.573—752.066.6

Walczuk, E. **Cu privire la comportarea la sudură în timpul vibraţiei a contactelor care se închid.** (Uber das Schweissverhalten einschaltender Kontakte wahrend des Prellens). In: E.u.M. **87**, 2, 1970, p. 111 — 119.

Scopul lucrării este studiul comportării contactelor electrice în timpul procesului de închidere. Pentru studiu s-a folosit un contactor iar materialele de contact au fost : Cu, Ag, Ag/Cd0 12, Ag/Ni 15. Circuitul de încercare a avut un cos $\varphi = 0{,}35$ iar valoarea de vîrf a curentului a fost cuprinsă între 0,1 şi 6,8 kA. S-a variat şi viteza de închidere, lucrîndu-se cu următoarele valori : 1,2 m/s ; 0,19 m/s ; 0,7m/s. Forţa de apăsare a fost constantă avînd valoarea de 2,5 kgf.

Un prim studiu este dedicat vibraţiilor fără curent la viteze de închidere diferite. Autorul constată două tipuri de desprindere în acest caz şi le clasifică în : desprindere primară, care se produce în intervalul a 1—2 ms după închidere şi desprindere secundară care se produce la mai mult de 1—2 ms de la momentul închiderii (ajungînd chiar după 6—7 ms). Se constată o dependenţă de material şi viteză a acestor desprinderi. Dacă închiderea se face cu curent, desprinderea poate avea ca urmare formare de punţi topite (atunci tensiunea între contacte este 0,1 pînă la 1V) sau formarea unui arc electric (cînd s-au măsurat tensiuni între 6 şi 17 V).

Dacă se combină tipurile de desprindere descrise rezultă patru cazuri, la care se mai adaugă cazurile în care lipseşte desprinderea secundară. Autorul îşi grupează rezultatele încercărilor în cele şase grupe de vibraţii.

Încercările efectuate :

— studiul forţei de desprindere după sudare şi probabilitatea sudării funcţie de curent, viteză şi material de contact ;

— dependenţa suprafaţei aparente a sudurii de curent şi material ;

— efortul unitar de rupere a punţii funcţie de curent şi marterial.

Concluziile autorului :

— modul de vibraţie are o mare influenţă asupra sudării contactelor la închidere. Desprinderea secundară duce la sudare chiar şi la curenţi mici ;

— dacă apar numai desprinderi primare fenomenele sînt asemănătoare ca în cazul contactelor închise ;

— natura şi durata vibraţiei (desprinderii) se modifică cu valoarea curentului. La curenţi între 1 şi 2 kA desprinderile secundare cu arc se transformă în desprinderi cu punte topită sau dispar datorită sudării la prima desprindere.

— la aceeaşi valoare instantanee a curentului, suprafaţa aparentă a sudurii rezultată din punte topită este de cîteva ori mai mică ca cea rezultată prin arc în schimb efortul de rupere este de 2—4 ori mai mare ;

— pentru energii mici, rezistenţa la sudură funcţie de energia disipată în timpul desprinderii este în ordine descrescătoare : Ag/Cd0 12, Ag/Ni 15, Cu. Pentru energii mari, argintul pur prezintă o rezistenţă foarte mică.

Gh. T.

CZ 621.317 *Tehnica măsurilor electrice. Aparate de măsurat*

CZ 621.617.335 : 621.317.733.2

Gasparini, M. şi Menchetti, A. **Măsurarea capacităţilor cu metode netradiţionale în punte. Descrierea unui dispozitiv simplu şi de mare precizie** (Misure de capacita con metodi non tradizionoli a ponte: Descrizione di un complesso semplice, versatile e di elevata precisione). In: L'Elettronica vol. **LVII**, nr. 12, dec 1970, p. 732 — 741.

Se prezintă un dispozitiv simplu pentru măsurarea capacităţilor utilizînd metode netradiţionale în punte. Se dau relaţiile de calcul ale tensiuniilor între nodurile punţii şi se deduc relaţii analitice pentru determinarea reactanţei capacitive în funcţie de rapoartele rezistenţelor din montajul în punte.

Se precizează apoi structura relaţiilor de stabilire a sensibilităţii montajului în punte, influenţa pierderilor asupra preciziei măsurărilor şi modul de stabilire a erorilor.

Se comentează apoi o serie de scheme care eiimină influenţa capacităţilor parazite în cazul măsurărilor directe în instalaţii industriale. Pentru fiecare caz se dau relaţiile analitice pentru determinarea căderilor de tensiune şi a capacităţilor supuse măsurării.

Se compară rezultatele obţinute pe cale analitică cu cele înregistrate experimental şi se stabileşte zona de variaţie a

capacităţilor din care rezultă erorile. În cele trei anexe de la sfîrşitul articolului se demonstrează relaţiile pentru calcularea tensiunilor ce apar în diverse montaje şi se arată cum se deduce relaţia de calcul a sensibilităţii unei punţi.

A.C.

CZ 621.317.39.: 629.13.052

S u b r a m a n i a n, P. ş. a. **Simularea digitală a generatoarelor sincrone** (Digital simulation of a syncronous generators). În: Proceedings, vol. 118, nr. 1, ianuarie 1971, p. 153—160, 10 fig., 13 ref. bibl., o anexă.

Se prezintă modelul matematic al simulării generatoarelor sincrone trifazate şi se arată care este structura fizică a elementelor din model. Se indică şi modul de folosire a calculatoarelor cifrice la rezolvarea ecuaţiilor generale ale maşinii sincrone.

Ecuaţiile maşinii sincrone sînt scrise în sistemul (d) (q) (0) şi în sistemul (α) (β) (0) arătîndu-se totodată şi legătura ce se poate face între cele două moduri de simulare cifrică a generatoarelor sincrone.

Se construieşte un model general care permite caracterizarea funcţionării maşinilor electrice sincrone în regim simetric şi asimetric. Se dau schemele fizice simplificate ale maşinilor sincrone şi se schiţează schemele echivalente pentru diverse regimuri de funcţionare. Se prezintă şi se comentează schema logică de calcul a principalelor caracteristici ale maşinilor electrice de mare putere şi se trasează variaţia curenţilor în timp pentru diverse regimuri de lucru ale generatoarelor sincrone.

A.C.

CZ 621.382 *Aplicaţii industriale ale fotoelectricităţii*

CZ 621.383.8: 535.61—15.002

W e n s k e, K.I. **Posibilităţi de a vedea în timpul nopţii cu ajutorul razelor infraroşii şi al amplificării luminii „reziduale“.** (Nachrichttechnik. — Möglichkeiten des Sehenbei Nacht mit Hilfe der Infrarot — und Restlichtverstärker — Technik). În: ETZ—B, nr.2/1971, p. 29—32, 5 fotogr., 2 fig.

Sînt descrise procedee şi aparate care permit vizibilitatea şi în timpul nopţilor întunecoase fără o sursă de lumină vizibilă. Sînt tratate în special două metode : cea „activă" cu ajutorul razelor infraroşii şi cea „pasivă", utilizînd amplificarea luminozităţii imaginilor. Promovate la început de scopuri militare, s-au dezvoltat anumite sisteme, care fac uz de lungimi de undă invizibile în mod normal.

Un far de emisie dirijează unde infraroşii asupra unui obiect, care le reflectă tot invizibil — pe aparatul observator. Aici un obiectiv reglat pe unda infraroşie respectivă formează o imagine infraroşie a obiectului pe catoda tubului de transformare, format dintr-un strat fotoelectric. Acest strat emite de pe partea sa opusă electroni, o imagine de electroni. Aceştia, datorită unui cîmp electric, sînt proiectaţi spre anodă, care în funcţie de repartizarea spaţială şi de intensitatea proiectării lor — redă o imagine vizibilă. Pe acest principiu, s-au realizat multe variante ale dispozitivelor de văzut noaptea (faruri de automobile, lămpi de fixat pe fruntea celui care lucrează noaptea etc.).

Vizibilitatea „pasivă" în timpul nopţii utilizează iluminarea obiectului (chiar şi în cele mai întunecate nopţi) prin lumina — oricît de slabă — care ajunge de la soare datorită reflexiei atmosferice.

Această lumină reflectată de obiect este amplificată de aparatajul respectiv în aşa măsură încît devine vizibilă pentru ochiul omenesc chiar şi în cele mai întunecate nopţi (fără lună şi cu cerul acoperit). Lumina reflectată de obiectul în cauză este amplificată de 100 000 de ori. Deci obiectul, care nu este iluminat din atmosferă decît cu 10^{-3} Lux, apare cu o iluminare de 100 Lux. Sînt utilizate în acest scop catode cu maximum de sensibilitate în regiunea spectrală 400—900 nm, sensibilitatea avînd valori de circa 200 μA/Lumen. Imaginile apar pe ecrane. Sînt descrise amănunte privind tuburile amplificatoare de imagini, alimentarea lor, diferitele construcţii realizate precum şi amănunte ale sistemelor de funcţionare.

După o înşiruire a cîtorva domenii de utilizare a surselor invizibile de lumină (poliţie, vamă, industrie, fotografie, studiul comportării animalelor, navigaţiei etc.), în încheierea lucrării se descrie un aparataj montat în R.F.G. la o înălţime de 60 m, servind la supravegherea poluării aerului şi avînd o rază de acţiune de 8 km.

Gh. C.

CRONICĂ

Sesiunea anuală de comunicări tehnico—ştiinţifice a Institutului de cercetări şi proiectări echipamente termoenergetice — ICPET —

În perioada 6—8 mai 1971 a avut loc, în Bucureşti, sesiunea anuală de comunicări tehnico-ştiinţifice ICPET, consacrată aniversării a 50 ani de la crearea Partidului Comunist Român. Au participat, pe lîngă specialiştii din ICPET, şi numeroşi invitaţi care activează în cercetare, industrie şi învăţămînt.

În cadrul şedinţei de deschidere, care s-a desfăşurat în aula Academiei R.S.R., participanţii au fost salutaţi din partea conducerii Ministerului Insdustriei Construcţiilor de Maşini de tovarăşul ministru adjunct ing. I. Opriş.

În continuarea lucrărilor s-au prezentat două referate cu caracter general, fiecare abordînd importante probleme cu caracter tehnico-ştiinţific şi organizatoric, menţionate în continuare.

1. Ing. *Teofil Popovici*, director al ICPET : „Linii directoare trasate de P.C.R. în dezvoltarea industriei energetice româneşti".

2. Acad. *Remus Răduleţ*, director onorific al ICPET : „Activitatea de concepţie — premisă fundamentală a dezvoltării de perspectivă a producţiei naţionale de echipament energetic".

Cele peste 110 referate, prezentate la sesiune, au fost susţinute în cadrul a două secţii de comunicări, după cum urmează : Secţia I — Electrotehnică şi Electroenergetică, (gr. 1 — Maşini electrice, gr. 2 — Generatoare magnetohidrodinamice, gr. 3 — Electroenergetică şi energetică industrială, gr. 4 — Automatică şi informatică);

Secţia II — Termoenergetică (gr. 1 — Turbine, ventilatoare şi pompe, gr. 2 — Cazane şi instalaţii anexe, gr. 3 — Echipamente energetice nucleare, gr. 4 — Motoare cu ardere internă).

Lucrările prezentate aparţin fie domeniilor „clasice" (maşini electrice, electroenergetică etc.), fie unor domenii

mai recente, cum este cazul generatoarelor magnetohidrodinamice și al informaticii; acest lucru, ca și nivelul științific al referatelor dovedesc preocupări la nivelul tehnicii mondiale actuale.

Textele și rezumatele comunicărilor multiplicate din timp, au fost difuzate participanților la deschiderea sesiunii, fapt ce a permis o prezentare condensată a lucrărilor și a creat o participare activă la discuții.

La secția I. în cadrul grupei l-a, s-au prezentat 20 de referate, tratîndu-se următoarele teme generale: calculul cîmpului în zona frontală a turbogeneratorului; studiul sistemelor de excitație pentru mașini sincrone; comportarea marilor turbogeneratoare în diferite regimuri de funcționare; posibilitatea utilizării standului de încercări turbogeneratoare de mare putere pentru cercetări de dezvoltare etc. Dintre referatele prezentate, menționăm următoarele:

„Repartiția cîmpului axial în zona frontală a turbogeneratorului" de *P. Oprișan* și *S. Costică* — ICPET;

„Model experimental pentru determinarea pătrunderii cîmpului în pachete de tole frontale ale turbogeneratorului„ de *Al. Timotin* — I.P.B., *N. Herbei* și *C. Pirée* — ICPET;

„Supratensiuni și supracurenți în circuitul de excitație al mașinii sincrone" ,de *C. Apetrei* și *M. Dogaru* — ICPET;

„Sisteme de excitație statică pentru turbogeneratoarele realizate în R.S. România" de *I, Bărbulescu, M. Constantinescu, G. Florea, V. Vasilescu, R. Wecshelr* și *A. Woinarovsky* — ICPET;

„Experimentări în centrală cu sisteme de excitație statică utilizînd tiristoare" de *R. Manolescu* — I.P.A;

„Turbogeneratoare cu excitația pe două axe" de *A. Dobraniș* — I.P.B.

„O experiență de exploatare în regimuri capacitive de durată, a unui turbogenerator de mare putere" de *C. Bunescu* — CIPEET;.

„Considerații privind echipamentul de bază al standului de încercări turbogeneratoare de mare putere și posibilitatea utilizării acestuia pentru cercetări de dezvoltare" de *P.Hay* —ICPET și *M.Stoenescu* — I.P.E.C.M.;

„O nouă metodă de determinare a caracteristicilor de frecvență a motoarelor sincrone" de *Gh. Marga* — I.P. Brașov și *D. Stoia* — ICPET;

„Studiul acționărilor compresoarelor de frigidere cu oscilocompresor" de *M. Marinescu* — ICPET, *A. Moraru* — I.P.B. și *V. Bunea* — U.M.E.B.;

„Considerații privind teoria mașinii electrice cu mutator autocomandat" de *Gh. Atanasiu* — I. P. Timișoara;

„Studiul cîmpului magnetic în crestăturile dreptunghiulare" de *A. Cividjian* — Univ. Craiova;

„Contribuții la calculul repartiției inițiale a tensiunii de impuls în transformatoarele de putere utilizînd calculatoare cifrice" de *I. Răducan* — G. U. A. M. E. — Craiova.

Dintre comunicările expuse în cadrul grupei a 2-a — Generatoare magnetohidrodinamice — menționăm:

„Stadiul actual al cercetărilor în domeniul generatoarelor magnetohidrodinamice" de *I. S. Antoniu, C. Mocanu* — I.P.B., *I. Cserveny, I. Dogaru* și *L. Katona* — ICPET;

„Asupra calculului conductivității pentru modele de canal M.H.D., de mică putere, cu argon ca fluid de lucru" de *L. Brînduș* — I.F.B.;

„Metode de determinare a gradului de însămînțare din canalul M.H.D." de *L. Katona* — ICPET;

„Determinarea cîmpului magnetic în întrefierul electromagnetului generatorului M.H.D." de *I. Dogaru* — ICPET;

„Caracteristica externă a generatorului M.H.D. — 01, de mică putere, cu plasmă de argon și azot" de *C. Mocanu* — I.P.B. și *I. Dogaru* și *L. Katona* — ICPET;

„Materiale ceramice în construcția canalului M.H.D." de *L. Diaconu, M. Anofrei* și *M. Diaconescu* — I.C.P.E;

În cadrul grupei a 3-a — Electroenergetică și energetică industrială — s-au prezentat 16 referate, dintre care menționăm următoarele:

„Metodă de determinare a variației curentului de-a lungul unei linii electrice lungi, deschisă la capăt și îndeplinind condiția Heaviside" de *Gh. Dumitrescu* și *V. Turcu* — ICPET;

„Golurile de tensiune în sistemul electroenergetic al R. S. România — criteriu în alegerea soluțiilor tehnice de insensibilizare a receptoarelor" de *C. Mihăileanu, D. Potlog* și *V. Rugină* — ICENERG;

„Voltmetre statice pentru determinarea indicilor integrali de calitate a tensiunii rețelelor electrice" de *A. Poeată, L. Turic* și *M. Ilinca* — I. P. Iași;

„Dezvoltarea cercetărilor și fabricației pentru echipamentele bateriilor automatizate de condensatoare derivație, de eficiență ridicată" de *M. Checiulescu, Al. Tudorache, Al. Chitian,* Y. *Alterescu* — I.C.P.E. și *D. Ionescu* — I. I. S. Electrotehnica;

„Metodă de analiză a compensării factorului de putere în industrie, funcție de structura consumului de energie reactivă și de programările tehnologice de fabricație" de *C. Mereuță* — Uz. Autobuzul;

„Evaluarea pierderilor de putere prin curenți de dispersie într-o instalație de electroliză de mare putere" de *St. Doboș* și *I. Anton* — ICPET;

„Modelarea sistemelor termoenergetice industriale cu resurse energetice secundare" de *I. Grigoriu* — IPRAN;

„Model de simulare, aplicat la studierea unui program de perspectivă al energeticii nucleare în R.S. România" de *A. Smuk* și *D. Mihai* — ICPET și *A. Florescu, C. Ningiuc* și *H. Dumitrescu* — I.S.P.E.;

„Calitatea mașinilor energetice" de Al. Seleșteanu — I.P.B.;

„Contribuții la studiul proiectării și exploatării optime a utilajului energetic pe baza conceptelor calitate — fiabilitate — eficiență" de *A. Carabulea* — I.P.B.;

„Realizări tehnico-științifice în conceperea utilajelor energetice și în energetica industrială" de *I. Gereb* și *R. Anghelescu* — I.S.P.E.;

„Bobina de strîngere cu comandă automată în curent continuu" de *R. Micu* și *M. Hăngănuț* — I.P.Cluj.

În cadrul grupei a 4-a — Automatică și informatică s-au prezentat 18 referate, axate pe următoarele teme generale: sisteme automate, programare, instalații de automatizări. Dintre comunicările prezentate în această grupă, citățm următoarele titluri:

„Codificarea articolelor într-un sistem integrat de prelucrare a datelor" de *M. Petcu* — ICPET.;

„Indici generalizați de stabilitate pentru sistemele automate discrete" de *S. Ghețaru* — ICPET;

„Metode inginerești de sinteză a algoritmilor de conducere prin calculator" de *M. Vartolomei* — ICPET;

„Asupra stabilității absolute a unor sisteme automate cu întîrzieri de timp" de *V. Răzvan* — ICPET;

„Noi elemente neliniare tip releu, transistorizate" de *M. Porțeanu* — ICPET;

„Metode de identificare a sistemelor neliniare" de *Mircea Petcu* — ICPET;

„Considerații asupra scurtării duratei de identificare a parametrilor funcționali, în sistemele automate optimal — adaptive" de *N. Tătaru* — ICPET;

„Stabilitatea absolută a sistemelor neliniare de tip Lurie a căror parte liniară depinde de un parametru" de *Al. Grosu* — ICPET;

„Trei metode pentru rezolvarea problemei de programare liniară complet discretă" de *D. Busuioc* — ICPET;

„Schema de reglare automată a combustiei pentru funcționare cu excese mici de aer" de *A. Adler* și *D. Teodoru* — I.P.A.;

„Soluții pentru automatizarea cazanelor de 100 Gcal/h" de *A. Steleanu* și *D. Teodoru* — I.P.A.;

„Modalități de supraveghere a condițiilor de încărcare — descărcare și a regimului de funcționare ale blocului de 330 MW cu ajutorul calculatorului de proces" de *N. Mirea, T. Nicolau, R. Savulian* și *R. Matei* — I.S.P.E.

În cadrul ședinței de închidere, acad. *Remus Răduleț* a făcut un bilanț al lucrărilor desfășurate, arătînd că discuțiile purtate au scos în evidență caracterul original, nivelul științific și acuratețea în prezentare și tratare a referatelor prezentate.

S-a arătat, de asemenea, că schimbul de opinii care a avut loc cu această ocazie, a relevat potențialul de cercetare din ICPET.

Ing. *Grigore Curiac*

A 8-a Conferinţă Mondială a Energiei

Bucureşti 28 iunie — 2 iulie 1971

Comitetul Naţional pentru Conferinţa Mondială a Energiei are onoarea să fie gazda celei de-a 8-a Conferinţă Mondială a Energiei care va avea loc la Bucureşti în perioada 28 iunie — 2 iulie 1971.

Organizarea şi obiectivele conferinţei mondiale a energiei

Conferinţa Mondială a Energiei este o organizaţie tehnico-ştiinţifică internaţională cu caracter neguvernamental.

Înfiinţată în anul 1924, Conferinţa Mondială a Energiei este un organ de legătură între diferitele ramuri ale tehnicii combustibililor şi energiei, al cărui scop este înlesnirea şi promovarea unui schimb de experienţă între diferitele ţări ale lumii.

Conferinţa Mondială a Energiei se ocupă de toate formele de energie, dar mai ales de aspectele complexe ale relaţiilor între diferitele forme de energie.

Conform statutului său :

„Obiectivele Conferinţei Mondiale a Energiei sînt promovarea dezvoltării şi utilizării în scopuri paşnice a resurselor energetice spre folosul general, atît pe plan naţional cît şi internaţional, prin :

1) studierea resurselor potenţiale şi a tuturor mijlocelor de producere, transport, transformare şi utilizare a energiei sub toate aspectele ;

2) studierea consumului de energie în ansamblul raporturilor cu dezvoltarea activităţii economice a unei regiuni ;

3) culegerea şi publicarea de date asupra obiectivelor menţionate la punctele 1 şi 2 ;

4) organizarea de conferinţe cu participarea persoanelor interesate, sub diferite aspecte, pentru obiectivele menţionate la punctele 1 şi 2.

În prezent, Conferinţa Mondială a Energiei numără 67 de ţări membre. Fiecare ţară participă printr-un comitet naţional.

Pînă în 1968 avea loc la fiecare şase ani o sesiune plenară, cu care ocazie se făcea o inventariere a situaţiei energetice de pe glob şi un schimb intens de informaţii tehnice şi economice pe o schemă generală de ansamblu. Din cele 7 sesiuni plenare ţinute pînă în prezent ultima a avut loc la Moscova în 1968. Între sesiunile plenare, de regulă la doi ani, se ţineau sesiuni parţiale cu teme avînd caracter restrîns. Din cele 15 sesiuni parţiale ţinute pînă în prezent, ultima a avut loc la Tokio în 1966.

Începînd din 1968, toate sesiunile sînt plenare, din trei în trei ani.

Sesiunea plenară de la Bucureşti va fi urmată de cea de la Detroit din 1974.

Conferinţa Mondială a Energiei este condusă de către Consiliul Executiv Internaţional, care este un organ permanent.

România, unul din membrii fondatori, participă la lucrările Conferinţei Mondiale a Energiei, prin Comitetul Naţional Român al acestei organizaţii.

Programul celei de-a 8-a Conferinţe mondiale a energiei

Tema conferinţei

Sesiunea de la Bucureştti are ca temă „Progrese în valorificarea energiei, în special prin utilizarea complexă".

Această temă înscrisă în cadrul general al obiectivelor organizaţiei — este deosebit de actuală, deoarece creşterea rapidă a necesarului de energie accentuează tendinţa de ameliorare continuă a mijloacelor şi condiţiilor de valorificare a energiei.

Cele două posibilităţi fundamentale care pot fi luate în considerare în acest scop sînt :

— introducerea de *procese separate* noi sau ameliorarea unor procese existente ; acestea sînt procese în care se produce, se transportă, se transformă şi se consumă o singură formă de energie ;

— ameliorarea valorificării superioare a energiei prin *utilizarea complexă*, adică prin transformarea energiei în două sau mai multe forme de energie intermediară sau finală pentru alimentarea simultană a mai multor consumatori.

Tema sesiunii oferă unui număr mare de specialişti prilejul de a trece în revistă cele mai recente realizări în domeniu valorificării energiei, subliniindu-se în mod special metodele de folosire complexă a acesteia.

Activităţi

Festivitatea de deschidere a conferinţei va avea loc în ziua de luni 28 iunie iar cea de închidere vineri 2 iulie. În acest interval vor avea loc şedinţe tehnice, mese rotunde, vizite tehnice în Bucureşti şi manifestaţii culturale.

Toate sălile în care se vor desfăşura lucrările conferinţei se găsesc în edificiul Sălii Palatului Republicii Socialiste România.

Înainte şi după conferinţă vor fi organizate vizite tehnice şi turistice oferind participanţilor ocazia de a cunoaşte în mod direct realizările mai importante ale României.

Activităţile menţionate mai sus sînt prezentate pe scurt în cele ce urmează :

— *şedinţele tehnice*. Lucrările conferinţei se vor desfăşura în cadrul a opt şedinţe tehnice în care vor fi dezbătute 233 de rapoarte prezentate la conferinţă precum şi cele 5 rapoarte generale întocmite pentru fiecare diviziune. În prima diviziune se vor discuta probleme privind aspectele necesarului de energie, iar în diviziunea a doua, problemele referitoare la procesele separate de producere, de transport şi de consum de energie. Diviziunea a treia se va ocupa de problemele utilizării complexe a energiei. Metodele noi de calcul în scopul promovării unei mai bune valorificări a energiei vor forma obiectul diviziunii a patra. A cincea diviziune se va ocupa de aspectele economice şi sociale ale îmbunătăţirii utilizării energiei. Rapoartele tehnice în număr de 233 au fost elaborate de specialişti din 37 de ţări.

Din totalul acestor rapoarte 209 au fost elaborate de 457 specialişti din străinătate, un raport este elaborat de Divizia de resurse şi transporturi a departamentului afacerilor economice şi sociale al O.N.U., iar 23 de rapoarte au fost elaborate de 65 de specialişti români. Cele 5 rapoarte generale au fost întocmite de 9 raportori generali români.
Conţinutul rapoartelor tehnice şi generale se remarcă prin actualitate şi valoare ştiinţifică favorizînd un util schimb de opinii între specialişti, o orientare asupra direcţiilor viitoare de dezvoltare a energeticii pe plan mondial.

Rapoartele tehnice generale au fost editate de Comitetul Naţional Român şi distribuite comitetelor naţionale, organizaţiilor internaţionale, delegaţiilor de guverne şi participanţilor înscrişi pînă în prezent.
Limbile de lucru în timpul şedinţelor tehnice sînt engleza, franceza şi româna. La toate şedinţele tehnice se asigură traducerea simultană din şi în aceste limbi.

— *mese rotunde*. Temele celor două mese rotunde sînt : 1. Transportul de mari cantităţi de căldură la mari distanţe (vineri 2 iulie orele 9—12).

2. Energia şi mediul înconjurător (vineri 2 iulie orele 14—17) Tematica acestor mese rotunde corespunde activităţii celor două comitete ad-hoc existente în prezent în cadrul Conferinţei Mondiale a Energiei.
La mesele rotunde au fost invitaţi să participe specialişti şi reprezentanţi ai unor organizaţii internaţionale. Dezbaterile la mesele rotunde vor putea fi audiate de participanţii la sesiune interesaţi în problemele respective.

— *şedinţa de lucru „Centrul de documentare în domeniul energiei"*. Separat de cele două mese rotunde menţionate (luni 28 iunie orele 16,30 — 19) va fi organizată o întîlnire în vederea discutării necesităţii constituirii unui centru de documentare în domeniul energiei.

— *vizite tehnice şi turistice în Bucureşti.* În timpul conferinţei se oferă participanţilor posibilitatea vizitării unor obiective industriale şi turistice din capitală.

— *manifestări social-culturale.* În onoarea participanţilor şi a persoanelor însoţitoare se organizează recepţii de deschiderea şi închiderea conferinţei. Se oferă, de asemenea, un spectacol de folclor românesc şi un spectacol de operă.

— *programul pentru doamne.* În perioada conferinţei este organizat pentru doamne un program cultural şi distractiv.

— *vizite tehnice şi turistice înainte şi după conferinţă.* În perioadele 18 iunie — 26 iunie şi 3 iulie — 11 iulie sînt prevăzute opt excursii de studii cu o durată de 2 la 9 zile.

Obiectivele industriale care vor fi vizitate sînt centralele termoelectrice Luduş, Deva, Brazi, Galaţi, Craiova, Borzeşti, centralele hidroelectrice Argeş, Lotru, Bicaz, Sistemul hidroenergetic şi de navigaţie Porţile de Fier, rafinăria şi complexul petrochimic Brazi, Combinatul siderurgic Galaţi, Complexul chimic Borzeşti etc. Centrele turistice mai importante care vor fi vizitate sînt litoralul Mării Negre, Delta Dunării, valea Prahovei, Porţile de Fier, valea Oltului, Cheile Bicazului, oraşele Braşov, Sibiu, Sighişoara, Tg. Jiu, mănăstirile din nordul Moldovei.

Participarea la conferinţă

Pînă la 20 mai 1971 circa 1700 persoane din străinătate, din care 500 persoane însoţitoare şi-au anunţat participarea la cea de a 8-a Conferinţă Mondială a Energiei, numărul final al participanţilor străini fiind estimat la circa 2000 de persoane.

România va fi reprezentată de 500 de delegaţi din organizaţiile, instituţiile şi întreprinderile energiei.

SCURTE ŞTIRI

În anul 1972 nu vor mai exista în Franţa locomotive cu abur. În baza investiţiilor pe care le face SNCF vor circula 80% locomotive electrice şi 20% diesel electrice.

Din : ETZ–B, nr. 24, 1970.

O centrală energetică de 55 MW de lîngă Londra, care va fi alimentată cu gunoiul oraşului (drept combustibil), va reprezenta un venit de 500 000 Lire sterline pe an. Zilnic se vor arde aici 1 350 t gunoiu adus de 600—700 furgonete.

Din : ETZ–B, nr. 24, 1970

Pentru spălarea precipitaţiilor sărate de pe izolatoarele liniilor de tracţiune de înaltă tensiune, care ar putea provoca scurtcircuite, căile ferate japoneze au pus în serviciu un vagon special. Acesta posedă un tub subţire, cu care se stropeşte prin presiune ridicată un jet de apă izolatoare.

Din : ETZ–B, nr. 26, 1970

Semnale electrice declanşate de reflexe musculare vor prelua comanda protezelor celor cu coapsa superioară amputată. Dispozitivul executat în Italia permite ca la urcarea scărilor întreaga greutate a corpului să se sprijine în baza comenzilor musculare pe proteză.

Din : ETZ–B, nr. 24, 1970

Cea mai mare instalaţie de acumulare prin pompare, avînd o putere de 150 MW, a fost terminată în Zydowo (Polonia). Instalaţia poate furniza de la sfîrşitul anului 1970 energie electrică, în orele de vîrf, reţelei voivodatului Koszalin.

Din : ETZ–B, nr. 24, 1970

Pentru lucrările la linii de 500 kV societatea „Ontario Hydro" din Canada a construit un autocamion cu o platformă mobilă izolată. De pe platfomă electricianul poate lucra cu mîinile libere la linia electrică. Înainte ca electricianul să fie ridicat la linia sub tensiune cu platforma, aceasta este ridicată şi ţinută 10 min în contact cu linia pentru verificarea izolaţiei.

Din : ETZ–B, nr. 24, 1970

90% din numărul total al oamenilor de ştiinţă, care trăiesc sau au trăit vreodată sînt contemporanii noştri. După fiecare perioadă de 35 ani se dublează numărul oamenilor de ştiinţă activi din lume.

Din : ETZ–B, nr. 26, 1970

În cele circa 30 000 de reviste tehnice şi ştiinţifice, care există în lume, se publică anual 1,5—2 milioane de articole. Sporul anual reprezintă 150 000 de articole, deci în fiecare an apar zilnic 500 de articole în plus faţă de anul precedent.

Din : ETZ–B, nr. 26, 1970

Un sistem electronic informaţional în care sînt acumulate toate datele privind automobilele furate în Saxonia a fost instalat în Hannover. Indicaţiile privind 8 000 de automobile furate acumulate în calculator pot fi consultate fie de la centrală, fie din maşinile de control ale circulaţiei.

Din : ETZ – B, nr. 6, 1971

Un prim turism cu acţionare electrică şi comandă electronică se încearcă în prezent pe şoselele din R.D.G. Maşina a fost construită de specialişti ai politehnicii din oraşul Karl — Marx (Chemnitz).

Din : ETZ – B, nr. 6, 1971

Cea mai mare staţie radiologică din lume a fost realizată şi pusă în funcţiune după o perioadă de construcţie de 6 ani la clinica universitară pentru femei din München, costînd circa 3 milioane de dolari. Secţia de radiaţii posedă un tiratron, un gamatron şi un betatron precum şi 5 kg de radiu. În secţia de radiaţii sînt instalate tuburi de televiziune şi telefotografiere pentru supravegherea pacientelor.

Din: ETZ – B, nr. 7, 1971

În laboratorul de calculatoare al universităţii din Leeds (Anglia) s-a stabilit că unele erori în conexiunea calculatoarelor se datoresc electricităţii statice a rufelor de corp din Nylon.

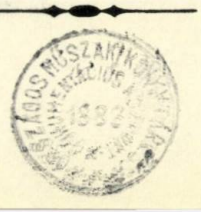
Din : ETZ – B, nr. 6, 1971

Un radiometru de 30 sau 10 GHz, care reacţionează la diferenţe de temperatură de 0,2°C permite avioanelor de pază a coastelor să descopere pete de ulei (petrol) pe mare zi şi noapte pe orice vreme. Petrolul îşi menţine o diferenţă de temperatură faţă de apa mării timp de 8 ore de la pomparea lui în mare, în care timp aceste avioane pot prinde vapoarele vinovate.

Din : ETZ – B, nr. 6 1971

Tuburi electronice pentru regiuni, în care temperatura sau excesul de radiaţii nu permit utilizarea transistorilor, dar unde vechile tuburi electronice sînt prea mari, s-au construit recent în SUA.

Din : ETZ – B, nr. 6, 1971



CONTENTS

DC 621.313.29.045.15.002

Lăzăroiu, D. F., Şlaiher, I. and *Olaru, Gh.* : **Recent achievements in the field of disk-armature motors with lamellar conductors.**
Electrotehnica **19**, nr. 6, June 1971, p. 201–207

These last years disk-armature motors with lammelar conductors have registered a rapid developement. They are sought after because of the technical-economic advantages they present. The authors describe the present stage of developement of these motors and their technological and constructive features, laying stress on the achievement of the disk-armature by photo-chemical and pressing methods and on the diagram and geometry of disk-armature winding.

The paper presents different types of disk-armature motors with lammelar conductors turned out by I.C.P.E.

DC 621.313.333.001.14. ; 681.31

Aslan, H. and *Oprişan, M.* : **Consideration on the optimization of asynchronous motors designing achieved by electronic computer.**
Electrotehnica **19**, nr. 6, June 1971, p. 203–212

The authors present a method of partial optimization in designing asynchronous motors, the variables being the rotor diameter and the useful flux of the machine. The paper gives the results achieved by electronic computing for three motors of different dimensions.

DC 621.313.1–712.2.017.7.001.24

Spinei, F., Necula, N. and *Măgureanu, R.* : **Calculation of ventilation circuits of electric machines based on Newton method initialized by a framing method.**
Electrotehnica **19**, nr. 6, June 1971, p. 212–215

The paper describes the Newton method calculus algorithm used for the solution of direct current non-linear circuits or isomorphous circuits (equations). The initialization problem is solved making use of the framing auxiliary stage, previously set up for non-linear circuits.

Using the proposed initialization the authors indicate the Fortran computing programme for the ventilation circuit of a 60 MVA synchronous turbo-generator ; three interations give 1 % accuracy, four iterations $1^0/_{00}$.

DC 621.314.58.018.32.001.2

Turic, L. : **Inverters based on the width-pulse modulation principle.**
Electrotehnica **19**, nr. 6, June 1971, p. 215–223

The author analyses the inverters based on the principle of pulseduration modulation after a sinusoidal law (sub-undulation method). The paper gives the comparative results yielded by three variants of this method, showing that bilateral modulation is to be preferred, the harmonics being of lawer amplitude. The harmonic content of the output voltage, is influenced also by the phase displacement between triangular and sinusoidal signals used in pulse-duration modulation. Pulse duration modulation can be achieved also by sinusoidal approximations obtained by digital synthesis. The harmonic content coincides with that of ideal sinusoidal signals, of the synthesis was effected with sufficient accuracy.

DC 621.317.716.083.5.001.2

Horoţan, V. : **Method for the compensation of co-axial shunts**
Electrotehnica **19**, nr. 6, June 1971, p. 223–227

In many fields of research it is necessary to measure and transmit as accurately as possible the current pulses, the duration of which may be of the rate of nanoseconds. In order to avoid as much as possible the distortions braught about by the measuring device, the author proposes a compensation of the co-axial shunts, taking account both of the Kelvin effect within the shunt and of the influence of the measurement circuit.

DC 625.282–843.6.001.6

Olariu, Gh. : **New solutions and modernization in diesel electric locomotive building.**
Electrotehnica **19**, nr. 6, June 1971, p. 228–231

The paper present, the modern trends in diesel electric locomotive building which lead to increased performances and higher power.

DISCUSSIONS 232–233
BOOK REVIEW 233–235
PROCEEDINGS 235–237
CHRONICLE 237–240
NEWS IN BRIEF 240

SOMMAIRE

CD 621.313.29.045.15.002

Lăzăroiu, D. F., Şleaher, S. et *Olaru, Gh.* : **Considérations concernant les réalisations récentes dans le domaine des moteurs à roteur-disque et à conducteurs lamélaires.**
Electrotehnica **19**, no. 6, juin 1971, p. 201–207

Les moteurs à roteur-disque et à conducteurs lamélaires ont conu ces derniers temps un développement rapide, grâce aux avantages techniques et économiques qu'ils présentent. On présente le stade actuel de développement de ces moteurs, leurs éléments technologiques et constructits, en insistant sur la réalisation des roteurs selon la méthode photochimique et par estampage, ainsi que sur les schémas et sur la géométrie des enroulements des roteurs-disque. On indique les types de moteurs à roteur-disque et à conducteurs lamélaires réalisés récemment par l'I.C.P.E.

CD 621.313.333.001.14 ; 681.32

Aslan, H. et *Oprişan, N.* : **Quelques considérations concernant le méthodes optima d'élaboration des projets les moteurs asynchrones, sur un ordinateur.**
Electrotehnica **19**, no. 6, juin 1971, p. 208–212

On présente une méthode optima pour l'élaboration des projets des moteurs asynchrones, méthode qui prend comme valeurs variables le diamètre du roteur et le flux utile de l'engin. On présente les résultats obtenus à l'aide du calculateur électronique dans le cas de trois moteurs de différentes grandeurs.

CD 621.313.1–712.2.017.7.001.24

Spinei, F., Necula, N. et *Măgureanu, R.* : **Le calcul des circuits de ventilation des machines électriques qui utilisent la méthode Newton, initialisée par une méthode d'encadrement.**
Electrotehnica **19**, no. 6, juin 1971, p. 212–215

On présente l'algorithme de calcul de la méthode Newton nécessaire pour la solution des circuits électriques non-linéaires de courant continuu, ou bien de certains circuits isomorphes, sous forme d'équations. On résoud le problème de l'initialisation de l'étape auxiliaire de la méthode d'encadrement, établie antorieurement pour les circuits non-linéaires.

En utilisant ce procédé, on indique le programme Fortren de calcul pour le circuit de ventilation d'un turbogénérateur synchrone de 60 MVA ; lorsque il y a trois itérations, la précision est de 1 % et lorsque il y en a quatre, de $1^0/_{00}$.

CD 621.314.58.018.32.001.2

Turic, L. : **Inverteurs qui fonctionnent selon le principe de la modulation des impulsions.**
Electrotehnica **19**, no, 6, juin 1971, p. 215–223

On analyse les inverteurs qui fonctionnent selon le principe de la modulation de durée des impulsions, d'aprés une loi sinusoïdale (le procédé de la sous-ondulation). On présente, d'une manière comparative, les résultats que l'on obtinent au cours de trois variantes de ce procédé, et l'on démontre que la modulation bilatérale est puls avantageuse, parce que, dans ce cas, les modulations harmoniques ont de plus petites amplitudes. La teneur en harmoniques de la tension, à la sortie, est influencée aussi par le déphasage entre les signaux triangulaires et sinusoïdaux, utilisée pour la modulation en durée des impulsions. La modulation des impulsions en durée peut être réalisée aussi par des aproximations sinusoïdales, obtenues par synthèse numérique. La teneur en harmoniques coïncide avec celle du cas des signaux sinusoïdaux idéals, si la synthèse est suffisamment précise.

CD 621.317.716.083.5.001.2

Hortopan, V. : **Méthodes de compensation des shunts coaxiaux.**
Electrotehnica **19**, no. 6, juin, 1971, p. 223–227

Dans de nombreux domaines de correction, il est nécessaire de mesurer et de transmettre avec une grande précision les impulsions de courant dont la durée peut être de l'ordre des nanosecondes. Pour éviter en grande partie les déformation introduites inévitablement par le dispositif de mesurage, on propose une compensation des shunts coaxiaux, qui tient compte tout autant de l'effet péliculaire du shunt, que de l'influence du circuit de mesurage.

CD 625.282–843.6.001.6

Olariu, Gh. : **Nouvelles solutions et modernisations dans la constructions des locomotives Diesel électriques.**
Electrotehnica **19**, no. 6, juin 1971, p. 228–231

On présente les tendances actuelles concernant la contstruction des locomotives Diesel électriques, tendances qui mènent finalement à l'accroissement des performances et de la puissance.

DISCUSSIONS 232–233
COMPTES-RENDUS 233–235
RÉFÉRATS 235–237
CRONIQUE 237–240
BRÈVES COMMUNICATIONS 240

MAȘINI PENTRU SUDAREA CAP LA CAP PRIN CONTACT SERIILE MS ȘI MSR

(de uz industrial general)

Sînt utilizate pentru sudarea cap la cap a tijelor metalice și a tuburilor din metale și din aliaje omogene, feroase și neferoase, prin rezistențe și scînteiere.

Aceste mașini au un randament mare, sînt economice, simple, se manevrează și se întrețin ușor și au o durată de funcționare lungă.

CARACTERISTICI TEHNICE PRINCIPALE

Tipul mașinii	MS—0,75	MS—3	MS—301	MS—501	MSR—25	MSR—50	MSR—100
Puterea nominală kVA	0,75	3	5	10	25	50	100
Secțiunea maximă care poate fi sudată, mm^2	2	10	50	78	300	400	1 000
Performanțe, suduri/oră	540	300	475	475	110	90	30
Greutatea, kg	19	60	170	180	260	335	545

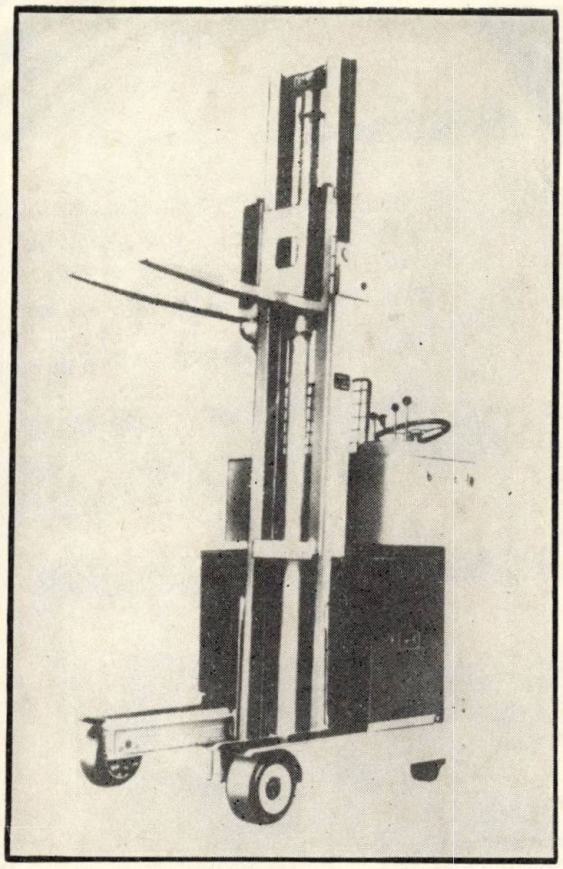
Alimentarea se face de la un sector de 220 sau 380 V, 50 Hz.

V/O ENERGOMACHEXPORT

Exportator :
V/O „Energomachexport" 35, Str. Mosfilmovskaia, Moscova V—330, U.R.S.S. Telex : 255

PUBLICOM

balkancar



UN EXCELENT MIJLOC TEHNIC ESTE LA ÎNDEMÎNA DUMNEAVOASTRĂ

Pentru a vă asigura serviciile celui mai corespunzător, alegeţi-l din vasta gamă a produselor „BALKANCAR".

ELECTROCARE

elevatoare universale pentru înălţime de ridicare mare, cu palete,
elevatoare cu platformă pentru înălţimi reduse, tractoare, cu benă basculantă.

CĂRUCIOARE CU MOTOR TERMIC

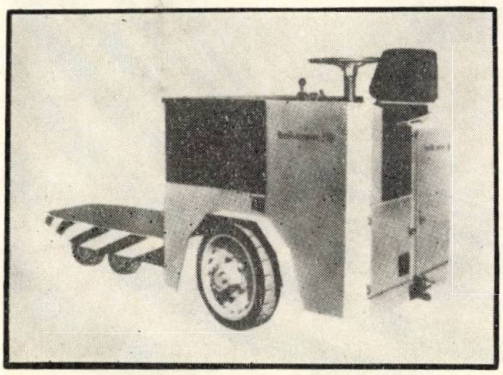
elevatoare universale pentru înălţimi mari, cu platformă sau bena basculantă, la alegere: cu motor diesel sau cu benzină.

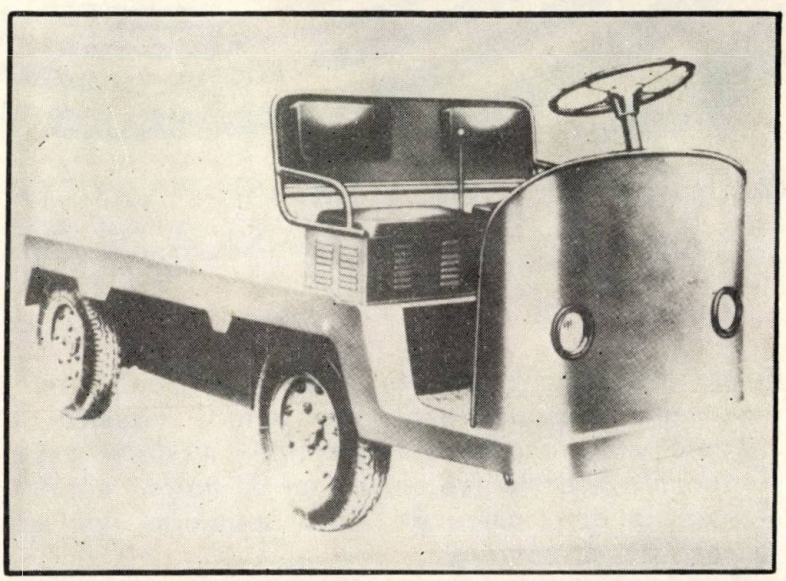
Maşinile realizate de „BALKANCAR" prezintă avantajul asigurării asistenţei tehnice şi a pieselor de schimb necesare.

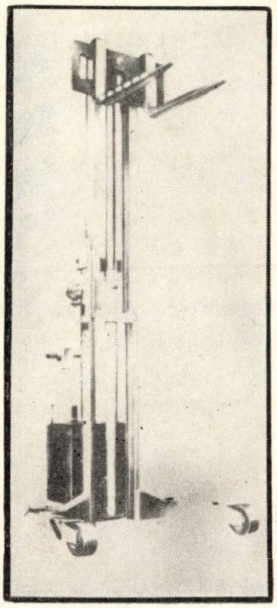
Pentru orice informaţie sau cerere de ofertă, vă rugăm a vă adresa la:

BALKANCARIMPEX, Direcţia „Export"

Bulgaria, Sofia
56, str. Alabin
Telex: 022386
Telegrame: Balkancarimpex — Export Sofia.



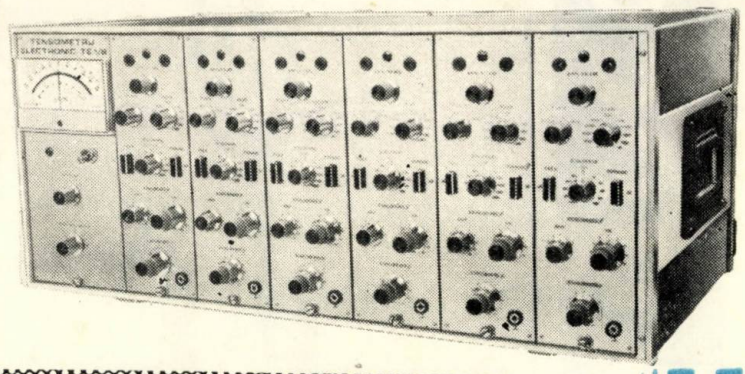




balkancar

PUBLICOM

IETC



INSTITUTUL DE CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI PENTRU ELECTRONICĂ ŞI TEHNICĂ DE CALCUL

— Bucureşti, Bdul Kalinin nr. 18, Sector 1, Telefon 33.61.91 —

- Primeşte comenzi de cercetare şi proiectare pentru aparate şi echipamente electronice de laborator sau pentru industrie, din toate sectoarele economice.
- Execută studii tehnico-economice, modele experimentale şi prototipuri pentru:
  - aparate electronice de măsurat mărimi electrice
  - aparate electronice de măsurat mărimi neelectrice
  - surse de alimentare
  - echipamente de electronică industrială
  - aparate electronice pentru medicină şi biologie
  - echipamente de radiocomunicaţii
  - piese de ferită.
- În centrul de calcul dotat cu echipament modern se execută la cerere programe în următoarele limbaje de programare:
  - FORTRAN
  - COBOL
  - ASSIRIS.

ORSZ. MŰSZAKI KÖNYVTÁR

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI—BĂNEASA

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32, ROMÂNIA – BUCUREŞTI II TELEFON 33.38.30 – TELEX 011203 CONT VIRAMENT 300.60.200 BNRSR S. II.

IPRS BĂNEASA

PIESE RADIO

Rezistoare cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare polistiren
Condensatoare poliester metalizat
Condensatoare hîrtie metalizată
Condensatoare hîrtie, pentru echipament auto
Condensatoare hîrtie, pentru startere
Condensatoare hîrtie, pentru antiparazitare
Condensatoare hîrtie, pentru telefonie
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Cablaje imprimate

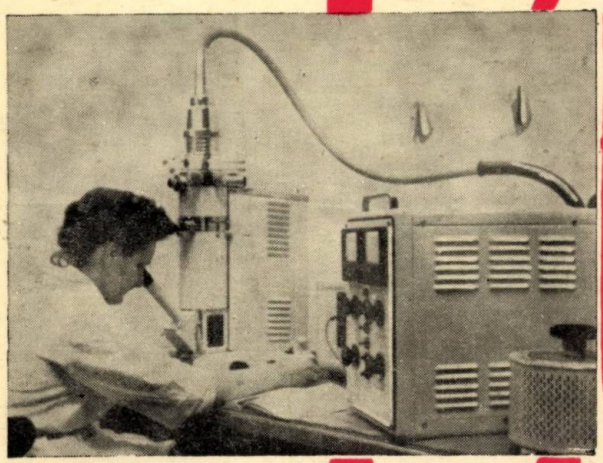
DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Tranzistoare cu germaniu de joasă frecvenţă
– de mică putere
– de medie putere
– de putere
Tranzistoare cu germaniu de înaltă frecvenţă
– de mică putere
– drift
Tranzistoare de putere
Diode de semnal şi comutaţie cu contact punctiform
Diode redresoare cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
– de mică putere
– de putere
Diode stabilizatoare de tensiune cu siliciu, de mică putere
Fotodiode cu germaniu

Vă rugăm să consultaţi cataloagele noastre.
Cabinetul tehnic, telef. 33.38.30/152.

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI – BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC ● STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ● BUCUREŞTI ● SECTORUL 2

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ



1971 AUG 13

Intenţionaţi desigur să vă diversificaţi produsele pe care le fabricaţi, pentru a fi tot mai competitive!

Cu siguranţă că vă puneţi problema caracterizării unor materiale pe care le utilizaţi în producţie, pe care aţi dori poate să le înlocuiţi cu altele mai bune sau mai ieftine!

Poate nu vă este indiferentă calitatea şi fiabilitatea produselor dvs., doriţi standuri şi metode de încercări care să vă dea în orice moment, indicaţii asupra nivelului tehnic la care aţi ajuns cu produsele!

Exportaţi produse. Vreţi să ştiţi ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizaţi să reziste corect la climatele cele mai diferite?

La toate aceste întrebări ca şi la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare şi Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE), care în această perioadă îşi întocmeşte planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură şi standuri de încercări moderne, specialişti de înaltă calificare, ateliere proprii de construcţii prototipuri, o experienţă de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteţi să i-o acordaţi.

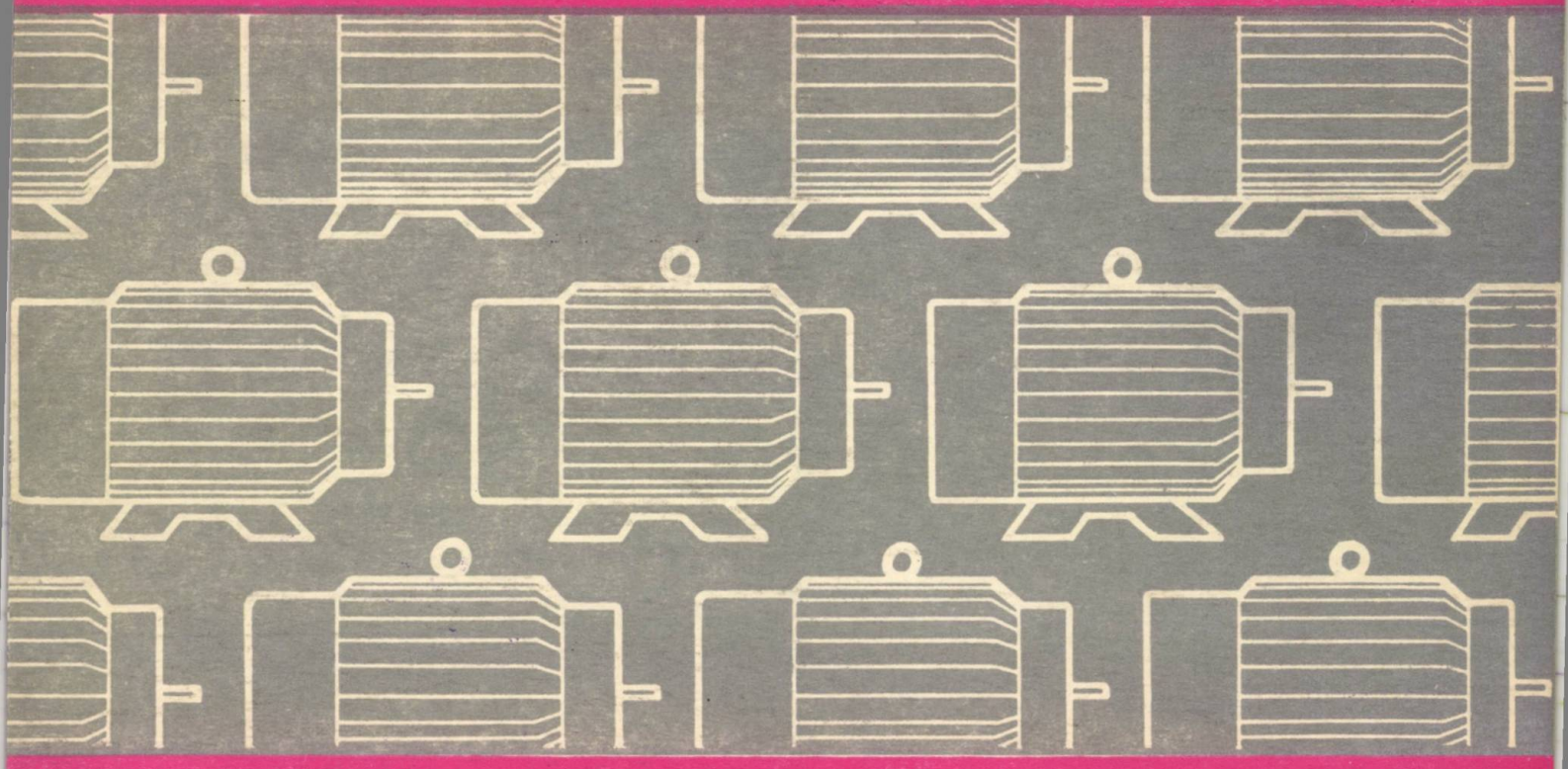
Telefonaţi la: 31.41.00

BUCUREŞTI ● BD.T. VLADIMIRESCU 45–47 ● TELEFON 31.41.00

E 2040

ELECTROTEHNICA

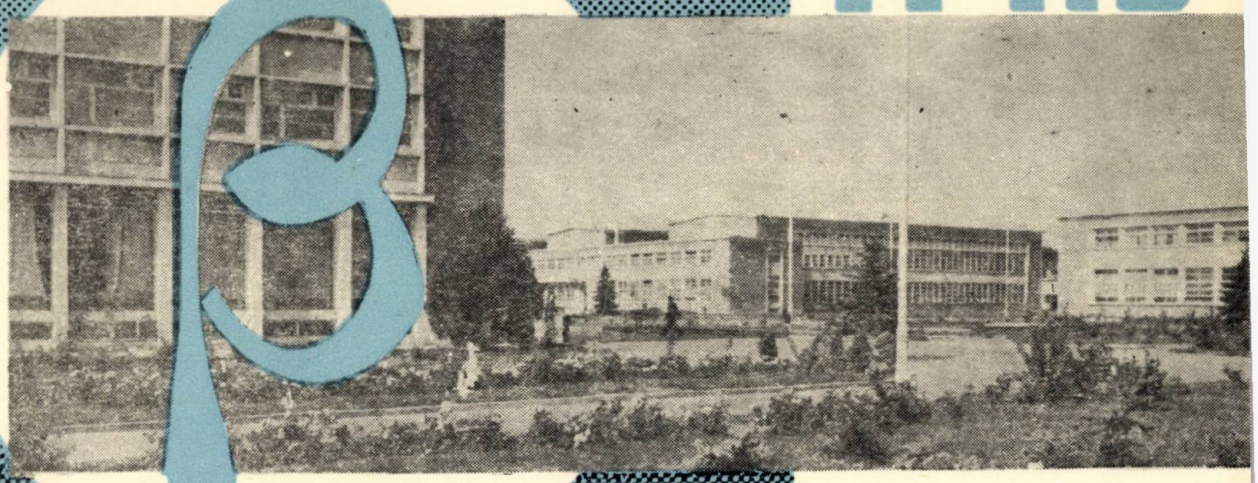
04



ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 19 • Nr. 7 • IULIE 1971

7

IPRS



BĂNEASA

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE ŞI SEMICONDUCTORI — BĂNEASA

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ROMÂNIA BUCUREŞTI II TELEFON 33.38.30 TELEX 011203 CONT VIRAMENT 300.60.200 BNRSRS. II

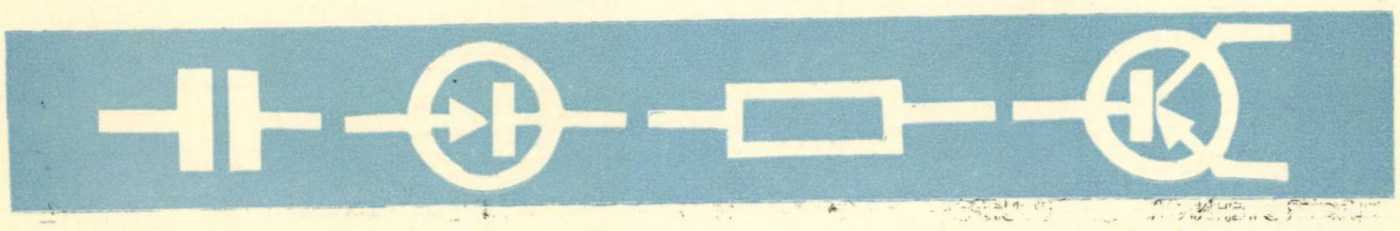
PIESE RADIO

Rezistoare cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare polistiren
Condensatoare poliester metalizat
Condensatoare hîrtie metalizată
Condensatoare hîrtie, pentru echipament auto
Condensatoare hîrtie, pentru startere
Condensatoare hîrtie, pentru antiparazitare
Condensatoare hîrtie, pentru telefonie
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Tranzistoare cu germaniu de joasă frecvenţă
— de mică putere
— de medie putere
— de putere
Tranzistoare cu germaniu de înaltă frecvenţă
— de mică putere
— drift
Tranzistoare de putere
Diode de semnal şi comutaţie cu contact punctiform
Diode redresoare cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere
Diode stabilizatoare de tensiune cu siliciu, de mică putere
Fotodiode cu germaniu

Vă rugăm să consultaţi cataloagele noastre.
Cabinetul tehnic, telef. 33.38.30/152.



ELECTROTEHNICA

Anul 19 Nr. 7, pag. 241—276 iulie 1971

CUPRINS

CZ 621.313.323

Micu, E. şi *Ghione, R.*: **O metodă de amortizare a oscilaţiilor motorului sincron comandat prin frecvenţă**

Electrotehnica **19**, nr. 7, iulie 1971, p. 241—247

Se propune o metodă de amortizare a oscilaţiilor motorului sincron alimentat cu tensiuni de frecvenţe variabile, al cărei principiu a fost stabilit cu ajutorul funcţiilor de transfer simplificate. Studiul făcut pe calculatorul analogic arată că este posibilă o eliminare completă a oscilaţiilor la toate frecvenţele, printr-o legătură inversă a derivatei unghiului de sarcină cu acţiune asupra tensiunii de alimentare.

CZ 621. 314. 263. 012. 8. 001. 24

Crăciunescu, A. şi *Ghiţă, C.*: **Criteriile de similitudine şi calculul dublorului feromagnetic de frecvenţă.**

Electrotehnica **19**, nr. 7, iulie 1971, p. 247—255

Se stabilesc criteriile de similitudine ale dublorului feromagnetic de frecvenţă, monofazat, alimentat în monofazat (dublorul Joly-Epstein). Se determină experimental dependenţele criteriale necesare şi se prezintă o metodică de utilizare a acestora la calculul parametrilor constructivi optimi. Printr-un exemplu numeric se ilustrează metoda de calcul propusă.

CZ 621. 315. 611. 017.7

Heinrich, I.: **Determinarea îmbătrînirii termice relative a materialelor electroizolante în cazul unei variaţii exponenţiale a temperaturii.**

Electrotehnica, **19**, nr. 7, iulie 1971, p. 256—264

Se expune o metodă de calcul care permite determinarea îmbătrînirii termice relative a materialelor electroizolante la o variaţie exponenţială a temperaturii şi în cazul cînd la sfîrşitul perioadei considerate nu se ajunge la regim termic staţionar. Calculul se execută cu ajutorul unor curbe şi familii de curbe prezentate în lucrare. Astfel, articolul de faţă aduce completări esenţiale la metodele cunoscute, permiţînd să se efectueze calculele în acest sens la orice gen de încărcare a maşinilor şi aparatelor electrice.

CZ 621. 34.001. 24 ; 531.781

Seracin, E. şi *Bartzer, St.*: **Contribuţie cu privire la aplicarea ecuaţiei mişcării în calculul acţionărilor electrice.**

Electrotehnica **19**, nr. 7, iulie 1971, p. 264—268

Se aduce o contribuţie la aplicarea ecuaţiei mişcării şi interpretarea rezultatelor obţinute pentru calculul acţionărilor electrice. Se studiază comparativ metodele posibile de aplicare a ecuaţiei mişcării, după cum se cunosc cupluri electromagnetice sau cupluri la arbore şi se trag concluzii privind diagrama cuplului motorului şi condiţia de verificare prin metoda cuplului echivalent.

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

CZ 621. 318. 2. 02

Dinculescu, P.: **Determinarea valorii efective a curentului nesinusoidal din spira ecran a electromagneţilor monofazaţi**

Electrotehnica **19**, nr. 7, iulie 1971, p. 268—273

Determinarea experimentală a curbei de variaţie în timp a curentului nesinusoidal din spira ecran poate fi realizată prin oscilografierea tensiunii electromotoare induse într-o bobină-sondă plasată în jurul porţiunii neecranate a polului electromagnetului. Sînt analizate metodele de obţinere a valorii efective a curentului din spiră, pornind de la curba obţinută experimental, şi se stabilesc relaţii de calcul în cazul în care această curbă este aproximată printr-un contur poligonal. Se compară apoi curbele de variaţie în timp şi valorile efective ale curentului, obţinute teoretic şi experimental, pentru un electromagnet construit în acest scop şi se constată că erorile sînt acceptabile din punct de vedere practic.

RECENZII 273—275
REFERATE 275—276
SCURTE ŞTIRI 276

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România: acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil; ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLAȚEANU; ing. ȘT. GROSU; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; academician prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ; ing R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director: 14.62.67. Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector IV; telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23—25, c. 2429. *Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/7928/1970*

41 400

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.313.323.018.8

Мику, Е.: **Метод амортизации колебаний синхронного двигателя при переменных частотах**
Electrotehnica **19**. № 7, июль 1971, стр. 241–247

Предлагается метод амортизации колебаний синхронного двигателя, питаемого от напряжения переменных часттот, принцип которого установлен при помощи упрощенных передаточных функций, Исследование, проведенное на аналоговом вычислительном устройстве показало, что можно полностью устранить колебания при всех частотах путем обратной связи произведения угла нагрузки с воздействием на питающее напряжение.

ДК 621.314.263.012.8.001.24

Крэчюнеску, А. и *Гицэ, К.:* **Критерии подобия и расчет ферромагнитного удвоителя частоты**
Electrotehnica **19**, № 7, июль 1971, стр. 247–255

Устанавливаются критерии подобия ферромагнитного удвоителя частоты, однофазного, с однофазным питанием (удвоитель Joly — Epstein). Определяются экспериментально необходимые зависимости и приводится методика их использования при расчете оптимальных конструктивных параметров. На число вом примере иллюстрируется предложенный метод расчета.

ДК 621·315.611.017.7

Хайнрих, И.: **Определение относительного термического старения электроизоляционных материалов в случае экспоненциального изменения температуры**
Electrotehnica **19**, № 7, июль 1971, стр. 256–264

Приводится метод расчета, позволяющий определять, относительное термическое старение электроизоляционных материалов при экспоненциальном изменении температуры, когда в конце установленного периода не достигается стационарный термический режим. Расчет проводится при помощи кривых и семьи кривых, приведенных в работе. Таким образом статья является существенным дополнением известных методов и позволяет проводить вычисления в этом направлении при любой нагрузке электрических машин и приборов.

ДК 621.34.001.24:531.781

Серачин, Е. и *Барцер. Шт.:* **О применении уравнения движения в расчете электрических приводов**
Electrotehnica **19**, № 7, июль 1971, стр. 264–268

Авторы провели работу по применению уравнения движения и интерпретации полученных результатов для расчета электрических приводов. Исследованы методы, основанные на применении уравнения движения при известных электромагнитных моментах или вращающих моментах на валу, и сделаны выводы относительно диаграммы вращающего момента и условия проверки методом эквивалентного момента.

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА

ДК 621.318.2.02

Динкулеску, П.: **Определение фактической величины несинусоидального тока в витке экрана однофазных электромагнитов**
Electrotehnica **19**, № 7, июль 1971, стр. 268–273

Кривую изменения во времени однофазного тока в витке экрана можно экспериментально определить при помощи осциллографирования электродвижущего напряжения, индуктированного в катушку-зонд, расположенную около неэкранированного участка полюса электромагнита. Анализируются методы получения фактических величин тока в витке, исходя из кривой, полученной экспериментальным путем, и устанавливаются отношения расчета в случае, когда эта кривая отображена многоугольным контуром. Затем сравниваются кривые изменения во времени и фактические величины тока, полученные теоретически и экспериментально, для электромагнита, изготовленного для этой цели: при этом установлено, что с практической точки зрения погрешности приемлемы.

РЕЦЕНЗИИ 273–275
ДОКЛАДЫ 275–276
КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ 276

INHALT

DK 621.313.323

Micu, E. : **Eine Methode zur Dämpfung der Sewingungen beim Synchronmotor bei variablen Frequenzen**
Electrotehnica **19**, H. 7, Juli 1971, S. 241–247

Vorgeschlagen wird eine Methode zur Dämpfung der Schwingungen beim Synchronmotor, der mit veränderlichen Frequenzen gespeist wird, dessen Prinzip mit Hilfe der vereinfachten Uebergangsfunktion festgestellt wurde. Das auf dem Analogrechner vorgenommene Studium zeigt dass bei allen Frequenzen eine vollkommene Ausschaltung der Schwingungen möglich ist und dies durch eine Umkehrung der Beziehung zwischen der Ableitung des Wirkleistungswinkels zur Speisespannung.

DK 621. 314. 263. 012. 8. 001. 24

Crăciunescu A. und *Ghiță, C.* : **Aehnlichkeitskriterien und Berechnung des ferromagnetischen Frequenzverdopplers.**
Electrotehnica **19**, H. 7, Juli 1971, S. 247–255

Festgestellt werden die Aehnlichkeits kriterien des einphasigen ferrometischen Frequenz verdopplers, der einphasig gespeist wird (Jnly—Epstein—Verdoppler) Versuchsmässig bestimmt man die nötigen kriterienmässigen Abhängigkeiten und gibt eine Metode ihrer Verwendung zur Berechnung der höchsten konstrukti ven Parameter an. Durch ein Zahlenbeispiel verbillicht man die vorgeschlagene Berechnungsmethode.

DK 621. 315. 611. 017.7

Heinrich, Z. : **Bestimmung der relativenthermischen Alterung der elektrischen Isolierstoffe im Falle einer Exponentionaländerung der Temperatur.**
Electrotehnica **19**, H. 7, Juli 1971, S. 256–264

Dargestellt wird eine Bereehnungsmetode, die es ermöglicht die relative thermische Alterung der elektrischen Isolierstoffe bei einer Exponentialänderung der Temperatur auch dann zu bestimmen, wenn am Ende der betrachteten Periode noch kein stationärer thermischer Zustand erreicht ist. Die Berechung erfolgt mittels der in der Arbeit dargestellten Kurven und Kurvenfamilien. Auf dieser Weise bringt der Aufsatz wichtige Ergänzungen der bekannten Methoden und ermöglicht dadurch solche Berechnungen jeder Belastungsart bei elektrischen Maschinen und Apparaten.

DK 621, 34, 001. 24 ; 531.781

Seracin, E. und *Bartzer, St* : **Beitrag zur Anwendung der Bewegungsgleichung bei der Berechnung der elektrischen Antriebe.**
Electrotehnica **19**, H. 7. Juli 1971, S. 264–268

Man bringt einen Beitrag bzgl. Anwendung der Bewegungsgleichung und Deutung der erhaltenen Resultate bei der berechnung der elektrischen Antriebe. Verglichen werden die möglichen Methoden der Anwendung der Bewegungsgleichung für die Fälle, in denen die elektromagnetischen Drehmomente oder die Drehmomente an der Welle bekannt sind und daraus werden Schlüsse gezogen bzgl. der Schaulinie des Motordrehmomentes sowie der Prüfbedingung durch die Metode des äquivalenten Drehmomentes.

FÜR DEN JUNGEN INGENIEUR

DK 621. 318. 2. 02

Dinculescu, P. : **Bestimmung des Effektivwertes des nichtsinusförmigen Stromes aus der Schirmwindung der Einphasen Elektromagneten.**
Electrotehnica **19**, H. 7, Juli 1971, S. 268–273

Die experimentelle Bestimmung der zeitkurve des nicht sinusförmigen Stromes aus der Schirmwindung kann erfolgen durch die Oszillogramaufnahme der induzierten Spannung in eine Prüfspule, die im nichtgeschützten Teil des elektromagnetischen Poles liegt. Untersucht werden die Methoden zur Bestimmung des Effktivwertes des Windungsstromes, ausgehend von der Versuchskurve. Es werden rechnerische Beziehungen festgestellt für den tall dass diese Kurve durch einen polygonalen Umriss gekennzeichnet ist. Man vergleicht dann die Kurven der Zeitänderung und die theoretisch und experimentell erhaltenen. Effektivwerte des Stromes für einen zu diesen Zweck erzeugten Elektromagneten und stellt dabei fest dass die Fehler praktisch annehmbar sind.

BÜCHBESPRECHUNGEN 273–275
REFERATE 275–276
KURZ BERICHTET 276

CONTENTS

DC 621. 313. 323

Micu, E. **A methode for damping out oscillations in synchronous motors running on variabile frequency voltage.**

Electrotehnica **19**, nr. 7, July 1971, p. 241–247

The author proposes a method for damping out oscillations in synchronous motors run on variable frequency voltage ; the principle on vhich the method is Cased has been set up by means of simplified transfer functions. The study conducted by analogous computer shows that complete elimination of oscilations — for all frequenais can be achieved by an inverted connection of the load angle derivation influencing the supply voltage.

DC 621. 314. 263. 012. 8. 001. 24

Crăciunescu A. and *Ghiță, C.* **Simillitude criteria and calculation of ferromagnetic frequency doublers.**

Electrotehnica **19**, nr. 7, July 1971, p. 247–255

The paper stes up the similitude criteria of the singlephase ferromagnetic frequency doubles supplied by monophase current (Joly-Epstein doubles). Tne necessary criterional dependencies being experimentally set up, a method for their utilization in the calculation of optimum construction parameters is presented.

A numerical example illustrates the proposed calculation methode.

DC 621. 315 611. 017. 7

Heinrich, I. **Determination of relative thermal ageing of insulating materials in case of exponential temperature fluctuation.**

Electrotehnica **19**, nr. 7, July 1971, p. 256–264

The author describes a calculation method which permits to determine the relative thermal ageing of insulating materials in case of exponential temperature variations, when by the end of the considered period of time stable thermal conditions have not been achieved. The calculation is carried out by means of certain curves and families of curves presented in the paper. The paper makes essential additions to the already Known methodes, seeing that these calculations can be applied also to other cases of loading of electrical machines and apparatus.

DC 621. 34. 001. 24 ; 531. 781

Seracin, B. and *Bartzer, St.* **Contribution to the application of movement equation to the calculus of electric drives.**

Electrotehnica **19**, nr. 7, July 1971, p. 264–268

The paper represents a contribution to the application of movement equation and the interpretation of the results obtained for the calculus of electric dirves. The possible application methods of movement equation are comparatively studied, as far as electromagnetic or shaft couples are concerned, and some conclusions are drawn concerning the diagram of the torque and the checking condition by the equivalent couple.

FOR YOUNG ENGINEERS

DC 621. 318. 2. 02

Dinculescu, P. : **Determining the effective value of the non-sinusoidal current from the screen turn of singlephase electromagnets.**

Electrotehnica **19**, nr. 7, July 1971, p. 268–273

The experimental determination or the variation curve with time of the sinusoidal current from the screen turn can be achieved by oscillography of the electromotive power induced in a sound-coil placed around the non-screened portion of the electromagnet pole. The methods of obtaining the effective value of the current in the turn are analysed, starting from the experimentally obtained curve and some calculus relations are establisched in the case in which this curve is approximated by a polygonal contour. The time variation curves and the effective values of the current, obtained theoretically and experimentally for an electromagnet built to that end are compared and it is found that the errors are acceptable from the practical viewpoint.

REVIEWS 273–275

REPORTS 275–276

BRIEF INFORMATION 276

SOMMAIRE

CD 621. 313. 323. 018.8

Micu, E. : **Une méthode pour amortiser les oscillations du moteur synchrone aux fréquences variables.**

Electrotehnica **19**, no. 7, juillet 1971, p. 241–247

On propose une méthode pour l'amortissement des oscillations du moteur synchrone alimenté avec des tensions à fréquences variables, méthode dont le principe à été établi au moyen des fonctions de transfert simplifiées. L'étude effectuée sur le calculateur analogique montre qu'il est possible d'éliminer complètement les oscillations à toutes les fréquences, par une liaison inverse de la dérivée de l'angle de charge qui actionne sur la tension d'alimentation.

CD 621. 314. 263. 012. 8. 001. 24

Crăciunescu, A. et *Ghiță, C.* : **Les critères de similitude et le calcul du doubleur ferromagnétique de fréquence**

Electrotehnica **19**, no. 7, juillet 1971, p. 247–255

On établit les critères de similitude du doubleur ferromagnétique de fréquence, monophasé, alimenté en monophasé (le doubleur Joly-Epstein). On détermine par des expériences les dépendances nécessaires entre les critères et l'on présente une méthodologie d'utilisation de ces dépendances lors du calcul des paramètres constructifs optima. La méthode de calcul que l'on propose est illustrée par un exemple numérique.

CD 621. 315. 611. 017. 7

Heinrich, I. : **La détermination du vieillissement thermique relatif des matériaux électroisolants lors d'une variation exponentielle de la température.**

Electrotehnica **19**, no. 7, juillet 1971, p. 256–264

On présente une méthode de calcul qui permet de déterminer le vieillissement thermique relatif des matériaux électroisolants lors d'une variation exponentielle de la température ainsi qu'au cas où, à la fin de la période considérée, on n'atteint pas le régime stationnaire. Le calcul s'exécute à l'aide de certaines courbes et de familles de courbes présentées dans l'ouvrage. L'article apporte ainsi des améliorations essentielles aux méthodes connues, permettant d'effectuer les calculs dans ce sens à n'importe quel genre de charges des machines et des appareills électriques.

CD 621.34. 001. 24 ; 531.781

Seracin, E. et *Bartzer, St.* : **Contribution concernant l'application de l'équation du mouvement dans le calcul des actionnements électriques.**

Electrotehnica **19**, no. 7, juillet 1971, p. 264–268

Cet article représente une contribution à l'application de l'équation du mouvement et à l'interprétation des résultats obtenus pour le calcul des actionnements électriques. On étudie d'une manière comparative les méthodes qui peuvent être utilisées pour l'application de l'équation du mouvement, selon qu'on connait des couples électromagnétiques ou bien des couples à l'axe, et que l'on tire des conclusions concernant le diagrame du couple moteur et la condition de vérification par la méthode du couple équivalent.

RUBRIQUE DU JENUE INGÉNIÉUR

CD 621. 318. 2. 02

Dinculescu, P. : **La détermination de la valeur effective du courant non-sinusoïdal dans la spire écran des aimants électriques monophasés.**

Electrotehnica **19**, no. 7, juillet 1971, p. 268–273

La détermination expérimentale de la courbe de variation pendant la durée, du courant non-sinusoïdal dans la spire écran peut être réalisée en oscillographiant la tension électromotrice induite dans une bobine-sonde, placée autour de la portion nonécranée du pôle de l'aimant électrique. On analyse les méthodes d'obtention de la valeur effective du courant dans la spire, en prenant comme point de départ la courbe obtenue expérimentalement et l'on établit des relations de calcul au cas où cette courbe est aproximée par un contour polygonal. On compare ensuite les courbes de variation en durée et les valeurs effectives du courant, obtenues théoriquement et expérimentalement, pour un aimant électrique construit à cet effet et l'on constate que les erreurs sont acceptables du point de vue pratique.

COMPTES–RENDUS 273–275
RÉFÉRATS 275–276
BRÈVES COMMUNICATION 276

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313 **MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE.**

CZ 621. 313. 322. 013. 8—181. 4. 001.24

Kroneberg, M. U. şi *Dyibinov, S. A.* **Calculul maşinilor sincrone cu excitaţie paralelă combinată.** În : Elektricestvo, nr. 3, 1971, p. 44, 47,5 fig. 9, ref. bibl.

CZ 621.313.3—112

Lang, K şi *Voigtländer, G.* **O nouă serie de motoare electrice de mare putere cu construcţie modulară.** În : Siemens —Z 45 nr. 1 1971, p. 33—37,7 fig., 2 ref.

CZ 621.313

Roubicek, O. **Caracteristici, quasi-staţionare a motoarelor sincrone de frecvenţă joasă cu mişcare de translaţie cu mare amplitudine de traiectorie.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **92**, nr. 2, febr. 1971, p. **90**, 94, 9 fig, 7 ref. bibl.

CZ 621.313

Falk, K. **Încălzirea motoarelor — Determinarea încălzirii motoarelor mici cu caje cu răcire superficială.** În : Elektroteh. Z. (ETZ—B) 23, nr. 4, 26 febr 1971, p. 74—76,5 fig., 2 tabl., 2 ref. bibl.

CZ 621.314 **TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE.**

CZ 621.314.2.062.1

POVH, D., WEBS, A. **Funcţionarea în paralel a două transformatoare trifazice cu două înfăşurări avînd parametrii diferiţi.** În : Siemenz Z. **45** (1971) nr. 2, p. 100—107, 10 fig. 2 tabl.

CZ 621.314.21.001.57 ;621.311.1.001.57

Webs, A. **Circuitul echivalent al transformatoarelor trifazate cu două înfăşurări în lucru cu componente simetrice.** În : Siemens—Z, **45**, nr. 1, 1971, p. 37—41, **6** fig., 1 tabl., 2 ref.

CZ 621.314.21.045.014.32.001.24

Milman, K. I. **Calculul eforturilor mecanice de întindere în înfăşurările transformatoarelor cu conductoare subdivizate.** În : Elektricestvo nr. 1, 1971, p. 40—44,4 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.314.21.045.017.2

Vasiutinski, B. S., Kohan, P. Y. **Condiţiile de obţinere a înfăşurărilor transformatoarelor cu pierderi minime.** În : Elektricestvo nr. 1, 1971, p. 37—40, 2 fig., 8 ref. bibl.

CZ 621.314.212 ;621.315.614. 6. 004

Köhler, W. **Metodă pentru evaluarea calităţilor hîrtiei izolante pentru transformatori îmbătrînită natural.** În : Elektrie, **25**, nr. 1, 1971, p. 13—16,4 fig., 1, tabl. 4 ref. bibl.

CZ 621.314.214 2

Romashkin, M. R. şi *Boxler, I. I.* **Regimul de viteză al unui defazor inductiv cu cîmp magnetic pulsat.** În : Elektricestvo, nr. 3 1971, p. 47—51, 4 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.314.22.08—523.8 ; 621.398.621. 317. 382

Günzel, K. şi *Spielsberger, G.* **Traductori electronici pentru telemăsura puterilor în reţelele de curenţi tari.** În : Siemens--Z, **45**, nr. 1, 1971, p. 41—48, 13 fig., 6 ref.

CZ 621.314.224

Stognii, B. C. **Analiza şi calculul transformatoarelor neliniare de curent în regim tranzitoriu.** În : Elektricestvo, nr. 1, 1971, p. 32—37, 5 fig., 9 ref. bibl.

CZ 621.314.224.088.002.24

Drozdov, A. D. şi *Kujekov C. L.* **Studiul formei curentului secundar al transformatoarelor de curent pentru protecţie în regimuri tranzitorii şi staţionar.** În : Elektricestvo nr. 1, 1971, p. 27—32, 5 fig., 11 ref. bibl.

CZ 621.315 **TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLE. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII.**

CZ 621.315.1.027.89

Alexandov, M. G. **Linii aeriene de tensiune ultraînaltă.** În : Elektricestvo, nr. 1, 1971, p. 1—5, 2 fig., 11 ref. bibl.

CZ 621.315.61

Golubkov, E. G. **Aplicarea unor concepte din fizica dielectricilor la polimerii amorfi.** În : Elektricestvo, nr. 3, 1971, p. 72—77, 1 fig. 9 ref. bibl.

CZ 621.315.01

Eckardt, H. **Analiza Fourier a tensiunii ideale a unui convertizor de comandă.** În : Elektrotech. Z. **92**, nr. 2, feb 1971, p. 70—73, 6 fig., 3 tabl.

CZ 621.315

Dokopoulos, P. **Un eclator cu canale multiple izolate prin folii cu un timp de comutare de ordinul nanosecundelor.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **92**. nr. 2, febr 1971, p. 87—89, 5 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.315

Thiele, G. **Încărcarea tiristoarelor în inversoarele cu circuite rezonante serie.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **92**, nr. 2, febr. 1970. p.108—113, 13 fig.,5 ref. bibl.

CZ 621.316 DISTRIBUIREA ENERGIEI ELECTRICE. REȚELE. REDESCHIDEREA ȘI ÎNCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECȚIA APARATELOR ȘI INSTALAȚIILOR.

CZ 621.316.37 ; 614.838 ; 614.838 ; 621.316.37

Pester, J. **Dispunerea și protecția instalațiilor de conectare aflate în zona de influență a unor industrii care prezintă pericol de explozie.** În : Elektrie **25** nr. 1, 1971, p. 22—26, 1 fig. 1 tabl., 13 ref. bibl.

CZ 621.316.545

Krause, D. **Separator de tensiune medie pentru conectarea transformatoarelor în gol pînă la 630 kVA.** În : Elektrie **25**, nr. 1, 1971, p. 7—9, 4 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.316. 57

Beyer, W. **Dezvoltarea seriei constructive SCl4 de comutatoare de tensiune medie cu ulei puțin.** În : Elektrie, **25**, nr. 1, 1971, p. 9—12, 4 fig., 1 tabl., 16 ref.

CZ 621.316.94

Djuvarli, M. C. și *Mironov, A. G.* **Calculul supratensiunilor rezonante în linii de transmisie datorită armonicelor impare de ordin superior.** În : Elektricestvo, nr., 1 1971, p. 23—27, 1 fig.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ.

CZ 621.317.61 ; 621.314.63

Lappe, R. **Metode de măsură pentru redresoare semiconductoare și alte dispozitive electronice de putere.** În : Elektrie **25**, nr. 1, 1971, p. 31—35, 6 fig., 14 ref. bibl.

CZ 621.317 ; 631.432.3 ; 627.82

Diwok, J. **Instalație de măsură pentru controlul permeabilității barajului de la Silvenstein.** În : Siemens Z **45** (1971) nr. 2, p. 93—94, 3 fig.

CZ 621.317. 333.6

Swi, M. P. **Controlul izolației la tensiunea de lucru.** În : Elektricestvo, nr. 3, 1971, p. 25—31, 5 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621. 317. 18

Löbl, H. și *Staye, H. S.* **Caracteristicile de temperatură ale dispozitivelor electrotehnice în instalații deschise în funcție de variația temperaturii ambiante.** În : Elektrie, **25**, nr. 1, 1971, p. 19—21, 5 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621. 319 CONDENSATOARE

CZ 621. 319.4 ; 621.315.616.9 ; 621.317.328.015.51

Preissinger, H. **Intensitatea cîmpului electric de străpungere al foliilor subțiri, izolante în condensatoarele cu folii de plastic metalizat.** În : Siemens, Z. **45** (1971), nr. 2, p. 107—110, 4 fig., 1 tabl., 13 ref. bibl.

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 19 Nr. 7 București, iulie 1971

O metodă de amortizare a oscilațiilor motorului sincron comandat prin frecvență

EMIL MICU și RADU GHIONE — București

CZ 621.313.323.013.8

Acționările cu motoare sincrone alimentate de convertizoare statice cu tiristoare, destinate antrenării mașinilor de lucru care necesită o turație riguros constantă și în același timp controlabilă sau acționărilor sincronizate cu mai multe motoare, pot avea la frecvențe joase, care pot merge pînă la 30% din frecvența nominală, o funcționare instabilă, caracterizată prin oscilații staționare ale unghiului de sarcină, la variații ale cuplului rezistent la arbore sau frecvenței tensiunii de alimentare [1], [2], [3]. Aceste oscilații sînt inadmisibile într-o serie de acționări de precizie cu motoare sincrone, micșorînd totodată capacitatea de supraîncărcare a motorului. Domeniile de funcționare instabilă a motorului pot fi micșorate sau chiar eliminate printr-o alegere convenabilă a parametrilor motorului sau a constantei mecanice de timp a acționării [2]. Totuși, în majoritatea cazurilor nu se poate acționa asupra parametrilor motorului sau mașinii de lucru. De asemenea, chiar dacă funcționarea motorului este stabilă la toate frecvențele, oscilațiile fiind amortizate într-o măsură mai mare sau mai mică, acționările de precizie reclamă o „stabilitate asimptotică", adică trecerea de la un regim staționar de funcționare la alt regim staționar să se facă fără oscilații. Aceste acționări necesită deci un sistem eficace de amortizare, independent de parametrii motorului sau mașinii de lucru.

În [4] se arată posibilitatea măririi stabilității dinamice a motorului sincron alimentat la frecvența industrială, prin amortizarea artificială a oscilațiilor, acționînd asupra curentului de excitație, printr-o legătură inversă a unghiului de sarcină și a derivatelor sale de ordinul 1 și 2.

În cazul alimentării motorului sincron printr-un convertizor de frecvență, se poate acționa deosebit de simplu și suplu printr-o legătură inversă a unghiului de sarcină asupra tensiunii de alimentare, pentru a compensa variațiile aleatorii ale cuplului rezistent [5], [10]. Variațiile previzibile ale acestui cuplu pot fi compensate printr-o programare corespunzătoare a curentului de excitație [5], [6]. Legătura inversă a unghiului de sarcină cu acțiune asupra tensiunii de alimentare în scopul menținerii precise a turației instantanee a fost utilizată și la servomotoarele sincrone reactive [7], [8].

Lucrarea stabilește pe baza liniarizării ecuațiilor sistemului după principiul abaterilor mici de la regimul staționar, o metodă de eliminare a oscilațiilor printr-o legătură inversă a derivatei unghiului de sarcină cu acțiune asupra tensiunii de alimentare. Optimizarea coeficientului de reacție se realizează prin simularea exactă a motorului sincron de turație variabilă pe calculatorul analogic, fără a mai considera regimul abaterilor mici.

Schema structurală a motorului sincron

Ecuațiile lui Park, unanim utilizate în studiul comportării dinamice a mașinii sincrone, sînt neliniare și nu se pretează aplicării teoriei sistemelor automate liniare. Acceptînd că variabilele suferă abateri mici față de valorile aferente regimului staționar, ecuațiile se pot liniariza prin dezvoltare în serie Taylor în jurul punctului staționar considerat. Aplicînd această metodă se poate determina răspunsul motorului sincron la variația uneia din mărimile perturbatoare. Funcțiile de transfer obținute sînt foarte complicate dar se pretează la analizarea stabilității cu ajutorul criteriului Nyquist, făcînd uz de calculatoarele electronice numerice [1], [2], [3]. Pentru sinteza sistemului de reglare aceste funcții de transfer se pot simplifica prin neglijarea rezistenței înfășurării indusului, a înfășurărilor de amortizare și a tensiunilor electromotoare transformatorice [9], urmînd ca parametrii regulatorului să se stabilească prin modelare pe calculatorul analogic. În aceste ipoteze, func-

* Ing. *E. Micu* este șef de lucrări la Catedra de electrotehnică din I. P. Brașov, iar ing. *R. Ghione este* cercetător la I. C. P. E.

țiile de transfer ale motorului sincron între abaterea cuplului de sarcină Δm_m respectiv abaterea tensiunii de alimentare Δu și abaterea unghiului de sarcină sînt (anexa I):

$$M(p) = \frac{\Delta\tilde{\delta}_1}{\Delta\tilde{m}_m} = -\frac{1}{a + b\,p + c\,p^2} \qquad (1)$$

$$U(p) = \frac{\Delta\tilde{\delta}_2}{\Delta\tilde{u}} = \frac{d}{a + bp + cp^2} \qquad (2)$$

(unghiul de sarcină δ este negativ în regimul de motor).

Relațiile (1) și (2) sugerează schema structurală din figura 1, care arată efectul suprapunerii variației cuplului rezistent și tensiunii de alimentare.

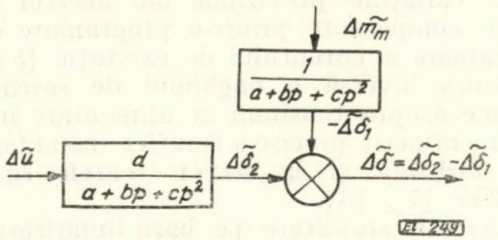


Fig. 1. Schema structurală a motorului sincron la variația cuplului rezistent și tensiunii de alimentare.

Introducînd o legătură inversă a unghiului de sarcină cu acțiune asupra tensiunii, cu funcția de transfer:

$$R(p) = -\frac{\Delta\tilde{u}}{\Delta\tilde{\delta}}, \qquad (3)$$

schema structurală a motorului cu legătură inversă se reprezintă ca în figura 2. Această

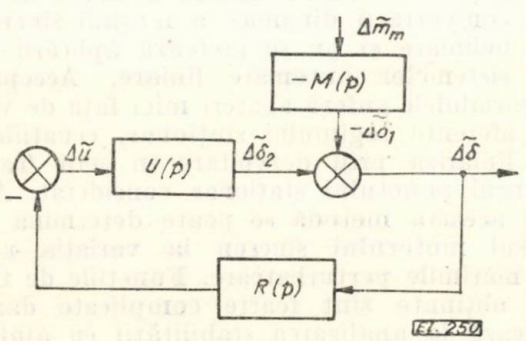


Fig. 2. Schema structurală a motorului sincron cu legătură inversă.

schemă poate fi adusă ușor la forma echivalentă din figura 3 scriind:

$$\Delta\tilde{\delta} = \Delta\tilde{\delta}_2 - M(p)\,\Delta\tilde{m}_m \qquad (4)$$

$$\Delta\tilde{\delta}_2 = -U(p)\,R(p)\,\Delta\tilde{\delta} \qquad (5)$$

$$\Delta\tilde{\delta} = -M(p)\left[\Delta\tilde{m}_m + \frac{1}{M(p)}\,U(p)R(p)\Delta\tilde{\delta}\right]. \qquad (6)$$

Relația (6) se poate scrie:

$$\Delta\tilde{\delta}[a + bp + cp^2 + dR(p)] = \Delta\,\tilde{m}_m. \qquad (7)$$

Luînd:

$$R(p) = kp, \qquad (8)$$

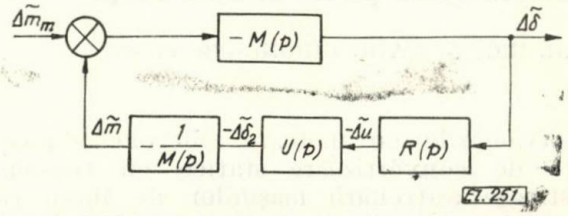


Fig. 3. Schema echivalentă a motorului sincron cu legătură inversă.

adică stabilind legătura inversă a derivatei unghiului de sarcină, factorul de amortizare al sistemului descris de ecuația diferențială:

$$\frac{d^2\Delta\delta}{dt^2} + \frac{b + kd}{c}\cdot\frac{d\Delta\delta}{dt} + \frac{a}{c}\Delta\delta = \frac{1}{c}\Delta m_m, \qquad (9)$$

poate fi modificat prin modificarea coeficientului de reacție k.

Modelul analogic al motorului sincron comandat prin frecvență

Ecuațiile diferențiale ale motorului sincron din teoria celor două axe, scrise în unitățile relative (cu excepția timpului), pentru tensiuni de alimentare simetrice și sinusoidale sînt:

$$\left.\begin{aligned}
u_d &= ri_d + \frac{1}{\omega_n}\left(\frac{d\psi_d}{dt} - \psi_q\frac{d\vartheta}{dt}\right)\\
u_q &= ri_q + \frac{1}{\omega_n}\left(\frac{d\psi_q}{dt} + \psi_d\frac{d\vartheta}{dt}\right)\\
u_E &= i_E + \frac{T_E}{\omega_n}\frac{d\psi_E}{dt}\\
0 &= i_D + \frac{T_D}{\omega_n}\frac{d\psi_D}{dt}\\
0 &= i_Q + \frac{T_Q}{\omega_n}\frac{d\psi_Q}{dt}\\
m_e - m_m &= \frac{T_m}{\omega_n^2}\frac{d^2\vartheta}{dt^2}\\
m_e &= i_q\,\psi_d - i_d\,\psi_q
\end{aligned}\right\} \qquad (10)$$

$$
\left.
\begin{aligned}
\psi_d &= x_d i_d + i_D + i_E \\
\psi_q &= x_q i_q + i_Q \\
\psi_E &= i_d x_d (1-\sigma_{dE}) + i_D (1-\mu_E) + i_E \\
\psi_D &= i_d x_d (1-\sigma_{dD}) + i_D + i_E (1-\mu_D) \\
\psi_Q &= i_q x_q (1-\sigma_{qQ}) + i_Q \\
u_d &= u \sin \delta \\
u_q &= \cos \delta \\
\delta &= \vartheta - \omega t + \frac{\pi}{2}.
\end{aligned}
\right\} \quad (10)
$$

$$
\left.
\begin{aligned}
\frac{di_q}{d\tau} &= \frac{1}{k_t}\frac{\omega_n}{x_d} u_q - \frac{1}{k_t}\frac{r}{x_q}\omega_n i_q - \\
&\quad - \frac{1}{x_q}\frac{di_Q}{d\sigma} - \frac{1}{x_q}\psi_d\left(\frac{d\delta}{d\tau} + \frac{f\omega_n'}{k_t}\right) \\
\frac{di_E}{d\tau} &= \frac{1}{k_t}\frac{\omega_n'}{T_E} u_E - \frac{1}{k_t}\frac{\omega_n}{T_E} i_E - x_d(1- \\
&\quad - \sigma_{dE})\frac{di_d}{d\tau} - (1-\mu_E)\frac{di_D}{d\tau} \\
\frac{di_D}{d\tau} &= -\frac{1}{k_t}\frac{\omega_n}{T_D} i_D - x_d(1-\sigma_{dD})\frac{di_d}{d\tau} - \\
&\quad - (1-\mu_D)\frac{di_E}{d\tau} \\
\frac{di_Q}{d\tau} &= -\frac{1}{k_t}\frac{\omega_n'}{T_Q} i_Q - x_q(1-\sigma_{qQ})\frac{di_q}{d\tau}
\end{aligned}
\right\} \quad (13)
$$

Evidențiind în aceste ecuații frecvența în unități relative

$$f = \frac{\omega}{\omega_n} \quad (11)$$

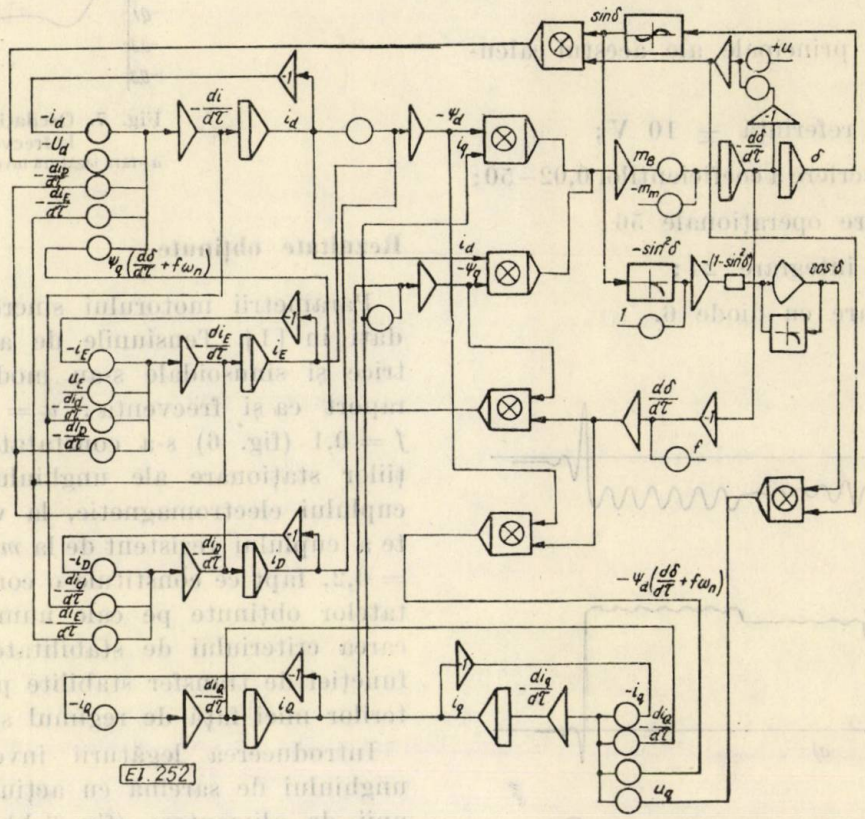


Fig. 4. Modelul analogic al motorului sincron comandat prin frecvență.

și timpul de calculator.

$$\tau = k_t t \quad (12)$$

se obține:

$$
\left.
\begin{aligned}
\frac{di_d}{d\tau} &= \frac{1}{k_t}\frac{\omega_n}{x_d} u_d - \frac{1}{k_t}\frac{r}{x_d}\omega_n i_d - \frac{1}{x_d}\frac{di_D}{d\tau} - \\
&\quad - \frac{1}{x_d}\frac{di_E}{d\tau} + \frac{1}{x_d}\psi_q\left(\frac{d\delta}{d\tau} + \frac{f\omega_n}{k_t}\right)
\end{aligned}
\right\} \quad (13)
$$

$$
\left.
\begin{aligned}
\frac{d^2\delta}{d\tau^2} &= \frac{1}{k_t^2}\frac{\omega^2_n}{T_m} m_e - \frac{1}{k_t^2}\frac{\omega^2 n}{T_m} m_m
\end{aligned}
\right\} \quad (13)
$$

care duc la modelul analogic al motorului reprezentat în figura 4.

Modelarea s-a făcut pe un calculator analogic MEDA 81 T și a necesitat 25 potențiometre, 24 amplificatoare sumatoare și inversoare, 7 integratoare, 6 multiplicatoare, 1 generator sinus și 2 elemente de ridicare la patrat (fig. 4)

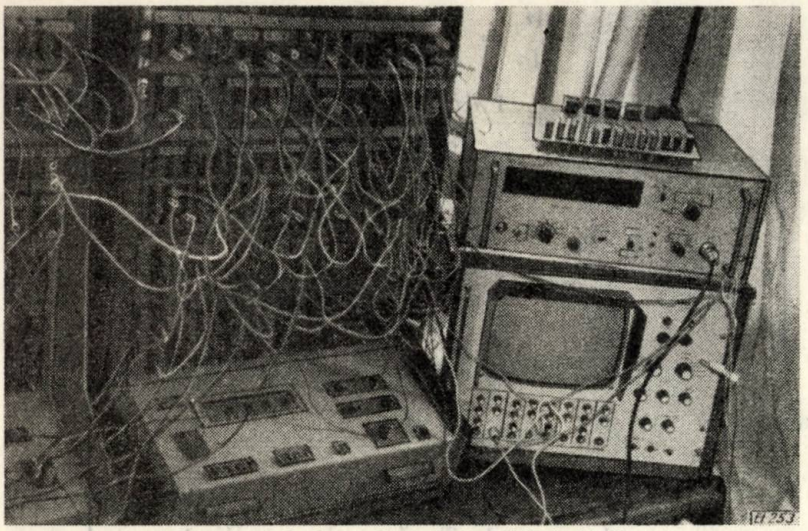


Fig. 5. Calculatorul analogic MEDA 81 T.

Caracteristicile principale ale acestui calculator sînt:

— tensiune de referință ± 10 V;
— gama de prescriere a coeficienților 0,02—50;
— amplificatoare operaționale 56;
— cîmpuri de integrare 24;
— multiplicatoare cu diode 6.

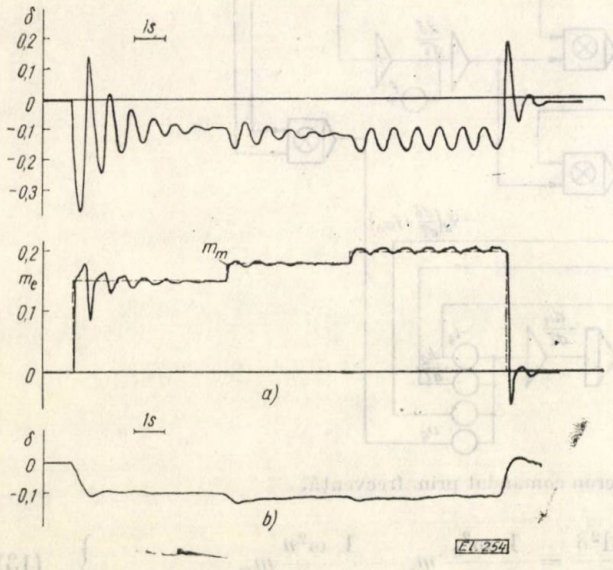


Fig. 6. Oscilațiile motorului sincron la frecvența $f = 0{,}1$: *a* — fără legătură inversă; *b* — cu legătură inversă.

Programul și modelul analogic au fost verificate prin măsurarea valorilor aferente regimului staționar ale principalelor mărimi (δ, i_a, i_q, m_e) și compararea lor cu valorile obținute prin calculul numeric la un calculator electronic tip IBM 360/30 [2].

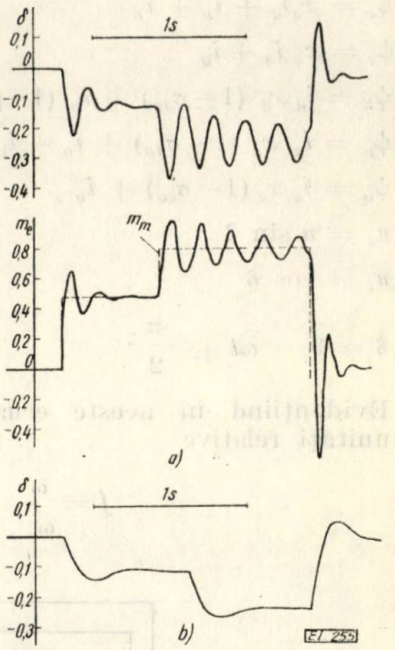


Fig. 7. Oscilațiile motorului sincron la frecvența $f = 0{,}3$:
a — fără legătură inversă; *b* — cu legătură inversă

Rezultate obținute

Parametrii motorului sincron modelat sînt dați în [1]. Tensiunile de alimentare, simetrice și sinusoidale s-au modificat în același raport ca și frecvența: $u = f$. La frecvența $f = 0{,}1$ (fig. 6) s-a constatat apariția oscilațiilor staționare ale unghiului de sarcină și cuplului electromagnetic, la variația în trepte a cuplului rezistent de la $m_m = 0{,}18$ la $m_m = 0{,}2$, fapt ce constituie o confirmare a rezultatelor obținute pe cale numerică, prin aplicarea criteriului de stabilitate al lui Nyquist funcției de transfer stabilite prin metoda abaterilor mici față de regimul staționar [1,] [2].

Introducerea legăturii inverse a derivatei unghiului de sarcină cu acțiune asupra tensiunii de alimentare (fig. 6 b) elimină complet oscilațiile unghiului de sarcină, care la o variație în trepte a cuplului rezistent, se stabilește la noua valoare aproape asimptotic (cu un mic suprareglaj). În figura 7 și 8 se arată oscilogramele date de calculatorul analogic pentru unghiul de sarcină și cuplul electromagnetic, la frecvențele $f = 0{,}3$ și $f = 0{,}5$, fără reacție (a) și cu reacție (b) (în ultimul caz nu s-a mai dat oscilograma cuplului electromagnetic, care urmărește fidel variația în timp a unghiului de sarcină). Variația în trepte a

cuplului rezistent la arbore este arătată cu linie întreruptă. Valoarea lui k stabilită la $k = 8 \cdot 10^{-2}$ s, aceeași pentru toate cazurile considerate are valoarea optimă pentru $f = 0{,}5$. De fapt, în stabilirea exactă a acestui coeficient trebuie să se țină seama de caracteristicile dispozitivului de măsurare a unghiului de sarcină.

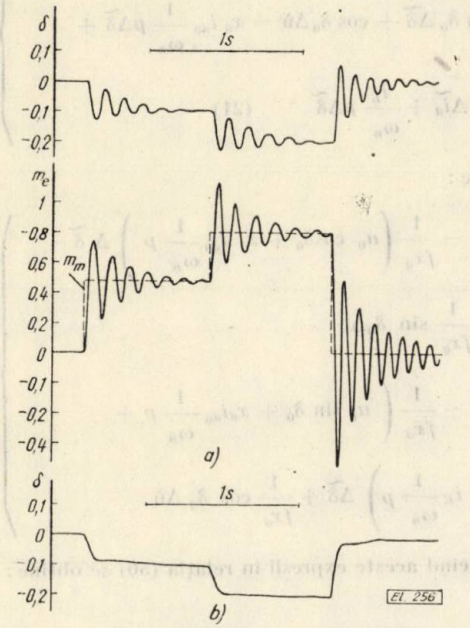


Fig. 8. Oscilațiile motorului sincron la frecvența $f = 0{,}5$:
a – fără legătură inversă; *b* – cu legătură inversă.

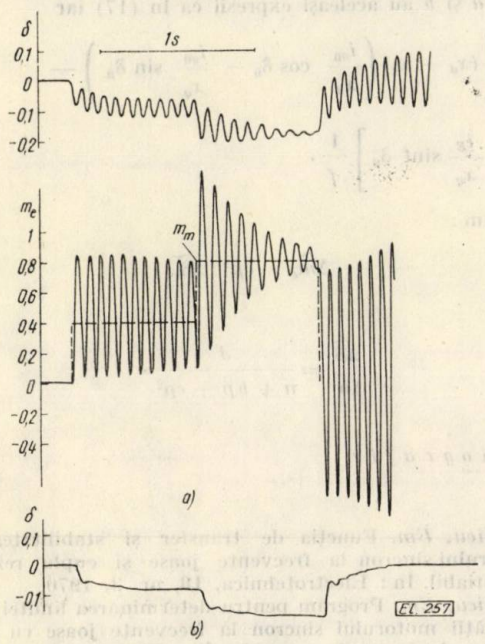


Fig. 9. Oscilațiile motorului sincron la frecvența $f = 1$.
a – fără legătură inversă; *b* – cu legătură inversă.

Concluzii

Regimurile de oscilații staționare sau oscilații puțin amortizate ale motorului sincron alimentat cu tensiuni de frecvențe variabile produse de variațiile cuplului rezistent la arbore pot fi înlăturate printr-o legătură inversă a derivatei unghiului de sarcină cu acțiune asupra tensiunii de alimentare (fig. 6,7, 8, 9). Acest sistem nu aduce o complicație în plus, deoarece unele scheme de acționări cu motoare sincrone alimentate de convertizoare statice cu tiristoare [5], [7], [8] cuprind dispozitive de măsurare a unghiului de sarcină. Prelucrînd semnalul proporțional cu unghiul de sarcină printr-un regulator, de tip D, se acționează asupra dispozitivelor de comandă a tiristoarelor din redresor sau din invertor.

Metoda se poate aplica numai la sistemele în care un invertor alimentează un singur motor sincron.

ANEXA I.

1. Funcția de transfer la variația cuplului

Funcția de transfer a motorului sincron comandat prin frecvență la variația cuplului rezistent în cazul neglijării rezistenței înfășurării indusului, a tensiunilor electromotoare transformatorice și a înfășurărilor de amortizare, se determină plecînd de la ecuațiile mașinii sincrone din teoria celor două axe, mărimile fiind exprimate în sistemul de unități relative (cu excepția timpului) :

$$\left.\begin{aligned} u_d &= -\frac{1}{\omega_n}\psi_q\frac{d\vartheta}{dt} \\ u_q &= \frac{1}{\omega_n}\psi_d\frac{d\vartheta}{dt} \\ m_e &= i_q\psi_d - i_d\psi_q \\ m_e - m_m &= \frac{T_m}{\omega_n^2}\frac{d^2\vartheta}{dt^2} \\ \psi_d &= x_d\, i_d + i_E \\ \psi_q &= x_q\, i_q \\ \delta &= \vartheta - \omega t + \frac{\pi}{2} \\ f &= \frac{\omega}{\omega_n} \\ u_d &= u\cos\delta \\ u_q &= u\sin\delta \end{aligned}\right\} \quad (14)$$

în care ϑ este unghiul făcut de rotor cu axa primei faze, indicele d, q se referă la înfășurarea echivalentă din axa longitudinală respectiv transversală, iar indicele E la înfășurarea de excitație.

Ecuațiile tensiunilor și cuplului se pot scrie

$$\left.\begin{aligned} u\sin\delta &= -x_q\, i_q\left(\frac{1_n}{\omega_n}\frac{d\delta}{dt} + f\right) \\ u\cos\delta &= (x_d i_d + i_E)\left(\frac{1}{\omega_n}\frac{d\delta}{dt} + f\right) \\ m_e &= (x_d - x_q)\, i_d\, i_q + i_q\, i_E \end{aligned}\right\} \quad (15)$$

Dezvoltînd variabilele în serie Taylor în jurul unui punct staționar de funcționare, notat cu indicele 0, considerînd

frecvența, curentul de excitație și tensiunea constante și neglijînd derivatele parțiale de ordinul 2, adică

$$z = f(x, y);\ \Delta z = \left(\frac{\partial f}{\partial y}\right)_{x_0 y_0} \Delta x + \left(\frac{\partial f}{\partial y}\right)_{x_0 y_0} \Delta y$$

și aplicînd transformata Laplace

$$\varphi(\widetilde{p}) = \int_0^\infty \exp(-pt)\ \varphi(t)\, dt$$

ecuațiile se scriu:

$$\left.\begin{aligned} u\cos\delta_0 \Delta\widetilde{\delta} &= -x_q i_{q0} \frac{1}{\omega_n} p\Delta\widetilde{\delta} - f x_q \Delta\widetilde{i}_q \\ -u\sin\delta_0 \Delta\widetilde{\delta} &= x_d i_{d0} \frac{1}{\omega_n} p\Delta\widetilde{\delta} + f x_d \Delta\widetilde{i}_d + \\ &\quad + i_E \frac{1}{\omega_n} p\Delta\widetilde{\delta} \\ \Delta\widetilde{m}_e &= (x_d - x_q)(i_{q0}\Delta\widetilde{i}_d + i_{d0}\Delta\widetilde{i}_q) + i_E \Delta\widetilde{i}_q \end{aligned}\right\} \quad (16)$$

Avem:

$$\left.\begin{aligned} \Delta\widetilde{i}_q &= -\frac{1}{f x_q}\left(u\cos\delta_0 + x_q i_{q0}\frac{1}{\omega_n} p\right)\Delta\widetilde{\delta} \\ \Delta\widetilde{i}_d &= -\frac{1}{f x_d}\left[u\sin\delta_0 + (x_d i_{d0} + i_{E0})\frac{1}{\omega_n} p\right]\Delta\widetilde{\delta} \end{aligned}\right\}$$

Rezultă ușor funcția de tansfer între abaterea unghiului electromagnetic Δm_e și abaterea unghiului de sarcină $\Delta\delta$;

$$\frac{\Delta\widetilde{m}_e}{\Delta\widetilde{\delta}} = -(a + bp), \quad (17)$$

în care:

$$a = \left[(x_d - x_q)\left(\frac{i_{q0}}{x_d}\sin\delta_0 + \frac{i_{d0}}{x_q}\cos\partial_0\right) + \frac{i_E}{x_q}\cos\delta_0\right]\frac{u}{f}$$

$$b = \left[(x_d - x_q)\left(2 i_{d0} i_{q0} + \frac{i_E i_{q0}}{x_d}\right) + i_E i_{q0}\right]\frac{1}{f\omega_n},$$

Liniarizînd ecuația mișcării rezultă:

$$\Delta\widetilde{m}_m = \Delta\widetilde{m}_{me} - \frac{T_m}{\omega_n^2} p^2 \Delta\widetilde{\delta} \quad (18)$$

și notînd

$$c = \frac{T_m}{\omega_n^2}$$

avem

$$\frac{\Delta\widetilde{m}_m}{\Delta\widetilde{\delta}} = -(a + bp + cp^2) \quad (19)$$

și

$$\frac{\Delta\widetilde{m}_e}{\Delta\widetilde{m}_m} = -\frac{a + bp}{a + bp + cp^2} \quad (20)$$

Obs. În regimul de motor, unghiul de sarcină δ trebuie considerat negativ.

2. Funcția de transfer la variația tensiunii

Plecînd de la aceleași ecuații (15), considerînd de astă dată constante frecvența, cuplul și curentul de excitație, după dezvoltarea în serie Taylor și trecerea în operațional avem:

$$\left.\begin{aligned} u_0\cos\delta_0\Delta\widetilde{\delta} + \sin\delta_0\Delta\widetilde{u} &= -x_q i_{q0}\frac{1}{\omega_n} p\Delta\widetilde{\delta} - f x_q \Delta\widetilde{i}_q \\ -u_0\sin\delta_0\Delta\widetilde{\delta} + \cos\delta_0\Delta\widetilde{u} &= x_d i_{d0}\frac{1}{\omega_n} p\Delta\widetilde{\delta} + \\ f x_d \Delta\widetilde{i}_d + \frac{i_E}{\omega_n} p\Delta\widetilde{\delta} & \quad (21) \end{aligned}\right\} \quad (21)$$

de unde:

$$\left.\begin{aligned} \Delta\widetilde{i}_q &= -\frac{1}{f x_q}\left(u_0\cos\delta_0 + x_q i_{q0}\frac{1}{\omega_n} p\right)\Delta\widetilde{\delta} - \\ &\quad -\frac{1}{f x_q}\sin\delta_0\Delta\widetilde{u} \\ \Delta\widetilde{i}_d &= -\frac{1}{f x_d}\left(u_0\sin\delta_0 + x_d i_{d0}\frac{1}{\omega_n} p + \right. \\ &\quad \left. + i_E\frac{1}{\omega_n} p\right)\Delta\widetilde{\delta} + \frac{1}{f x_d}\cos\delta_0\Delta\widetilde{u} \end{aligned}\right\} \quad (22)$$

Introducînd aceste expresii în relația (50) se obține:

$$\Delta\widetilde{m}_e = -(a + bp)\Delta\widetilde{\delta} + d\Delta\widetilde{u} \quad (23)$$

în care a și b au aceleași expresii ca în (17) iar

$$d = \left[(x_d - x_q)\left(\frac{i_{q0}}{x_d}\cos\delta_0 - \frac{i_{q0}}{x_q}\sin\delta_0\right) - \frac{i_E}{x_q}\sin\delta_0\right]\frac{1}{f}.$$

Dar, cum:

$$\Delta\widetilde{m}_e = cp^2\ \Delta\widetilde{\delta},$$

rezultă

$$\frac{\Delta\widetilde{\delta}}{\Delta\widetilde{u}} = \frac{d}{a + bp + cp^2}. \quad (24)$$

Bibliografie

[1] *Micu, Em.* Funcția de transfer și stabilitatea motorului sincron la frecvențe joase și cuplu rezistent variabil. În: Electrotehnica, **18**, nr. 3, 1970.

[2] *Micu, Em.* Program pentru determinarea limitei stabilității motorului sincron la frecvențe joase cu calculatorul electronic numeric. În: Electrotehnica **18**, nr. 8, 1970.

[3] *Micu, Em.* Stabilitatea motorului sincron la variația frecvenței. În: St. cerc. energ. electr. nr. 3, 1970.

[4] *Crețu, D. Bărgăoanu, M.* Studiul comportării dinamice a motoarelor sincrone funcție de parametrii sistemului de reglaj al excitației. În: Electrotehnica **16**, nr. 8, 1967.

[5] *Șofan, E. L.* Procedeu și instalație de acționare electrică cu motoare sincrone cu turație ajustabilă. Descrierea invenției 51302, publicată la 14.12.1968.
[6] *Oprișan, P.*: Atenuarea pendulațiilor rotorului motorului sincron la funcționarea în regim de sarcină variabilă periodic. În: St. cer. energ. electr. nr. 1, 1969.
[7] *Krause, P. C.* Methods of stabilizing a reluctance synchronous machine. În: IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. vol. Pas — **87**, nr. 3, martie, 1968.
[8] *Bicikov, V. I., Kovacin, C. A.* și *Sarahin, V. N.* Isledovanie bozmojnostei ispolzovania sinhronnih reactivnih dvigatelei dlia sistem tocinovo podderjivania scorosti na AVM. În: Electromehanika, nr. 2, 1969.
[9] *Klittich, M. Pfaff, G.*, Die Simulation eines Turbogenerators mit Polradwinkelregelung auf dem Analogrechner. În: AEG Mitt., **57**, nr. 1, 1967.
[10] *Șofan, E. L.* Principii ale unui sistem de acționare cu motor sincron cu turație variabilă și unghi intern impus. A doua conferință a electricienilor. București, 1969.

Intrat în redație la 3. IV. 1970

Criteriile de similitudine și calculul dublorului feromagnetic de frecvență

AURELIAN CRĂCIUNESCU și CONSTANTIN GHIȚĂ* — București

CZ 621.314.263.017.8.001.24

Dublorul feromagnetic de frecvență, monofazat, alimentat în monofazat (fig. 1), numit și dublorul de frecvență Joly-Epstein este utilizat în prezent la alimentarea diverselor aparaturi industriale: instalații de electroeroziune [3], instalații de sudură [9], [10] ș. a. Principalele sale avantaje sînt: execuția simplă, prețul de cost scăzut, siguranță mare în funcționare.

Calculul electromagnetic al dublorului de frecvență prezintă dificultăți deosebite care se datoresc neliniarității caracteristicii magnetice a miezurilor. Ecuațiile integrodiferențiale asociate dublorului feromagnetic de frecvență nu pot fi rezolvate exact în toate cazurile de interes tehnic, de aceea atît metodele analitice cît și cele grafo-analitice prezentate în literatură [1] — [5] nu permit efectuarea unui calcul electromagnetic suficient de precis pentru practică. În figura 2 se arată modul de variație în timp al variabilelor primare și secundare ale acestui dublor. După cum se observă, mărimile secundare sînt sinusoidale, în timp ce mărimile primare au un conținut bogat în armonici superioare, ceea ce constituie o complicație evidentă a calculului analitic al dublorului feromagnetic.

În prezentul articol se rezolvă problema calculului electromagnetic al dublorului feromagnetic de freceventă, avînd schema de principiu din figura 1, prin metoda modelizării fizice. Cu această metodă, soluțiile sistemului de ecuații integro-diferențiale asociate dispozitivului studiat se obțin în urma efectuării dirijate a unui ansamblu de măsurători asupra unui dispozitiv similar celui considerat. Planificarea măsurărilor și prelucrarea rezultatelor acestora se face pe baza analizei dimensionale și a teoriei similitudinii [7], [8], [10], [11], [16], [17], [18].

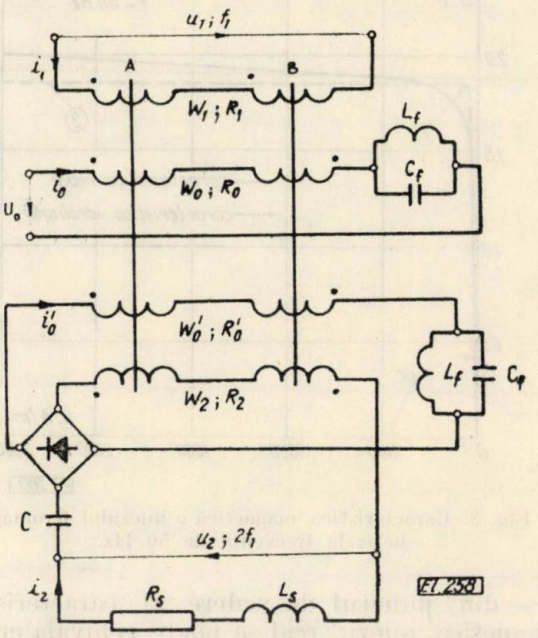


Fig. 1. Schema de principiu a dublorului feromagnetic de frecvență (dublorul Joly-Epstein).

1. Stabilirea criteriilor de similitudine

În virtutea teoremei produsului, din analiza dimensională [8], [10], [11], [18], criteriile de similitudine necesare unei prezentări universal valabile a rezultatelor experimentale se vor stabili cu ajutorul ecuațiilor integrodiferențiale asociate dublorului feromagnetic de frecvență.

În calculul regimului permanent se obține o precizie suficientă pentru practică dacă la

* Ing. *A. Crăciunescu* și ing. *C. Ghiță* sînt asistenți la Institutul politehnic din București.

scrierea ecuațiilor integro diferențiale se admit următoarele ipoteze simplificatoare :

— fluxurile de dispersie, efectul pelicular și curenții de deplasare dintre spirele bobinelor se pot neglija ;

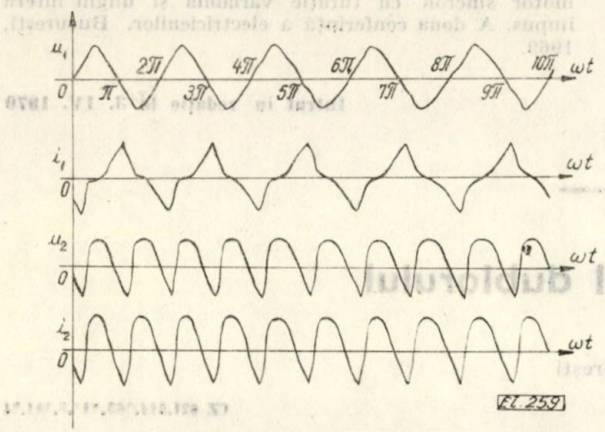


Fig. 2. Variația în timp a mărimilor terminale ale dublorului de frecvență.

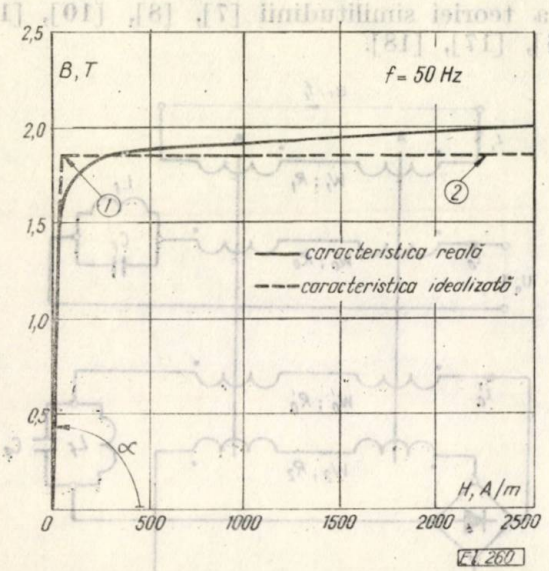


Fig. 3. Caracteristica magnetică a miezului feromagnetic la frecvența de 50 Hz.

— din punctul de vedere al caracteristicii magnetice, miezul real se poate echivala cu un miez a cărui secțiune transversală este constantă pe toată lungimea circuitului magnetic și la care inducția magnetică este uniform repartizată pe această secțiune ;

— caracteristica magnetică a miezului se poate aproxima prin segmente de dreptă ca în figura 3.

Datorită faptului că modelul folosit are aceeași natură fizică cu originalul, rezultatele măsurătorilor sînt influențate și de acei factori care nu sînt luați în considerare la scrierea sistemului de ecuații integro-diferențiale, deci precizia acestor rezultate va fi mai mare decît a celor obținute prin rezolvarea respectivelor ecuații cu ajutorul calculatoarelor electronice.

Prezența unei inductivități în diagonala de sarcină a punții redresoare condiționează apariția a două regimuri de funcționare : a) regimul de conducție simultană a două diode aflate în laturi opuse : b) regimul de conducție simultană a tuturor diodelor punții. Pentru stabilirea criteriilor de similitudine este însă suficientă scrierea ecuațiilor corespunzătoare unui singur regim.

Avînd în vedere ipotezele simplificatoare menționate mai înainte și considerînd că circuitul de sarcină se află în regimul de conducție simultană a două diode, sistemul de ecuații integro-diferențiale asociate dublorului feromagnetic de frecvență este următorul :

$$\begin{cases} \sqrt{2}\,U_1 \sin \omega t = 2R_1 i_1 + w_1 \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(\Phi_A + \Phi_B) \\ U_0 = 2R_0 I_0 \\ i_0' = \pm\, i_2 \\ O = (2R_0' + 2R_2 + R_s)\, i_2 + \\ + L_s \dfrac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} + \dfrac{1}{C_L}\int i_2\,\mathrm{d}t \pm (w_0' + w_2)\dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(\Phi_A - \Phi_B) \end{cases} \quad (1)$$

unde se ia semnul plus atunci cînd $i_2 \geqslant 0$ și semnul minus cînd $i_2 \leqslant 0$. Pentru a nu încărca forma de exprimare, la scrierea acestor ecuații nu s-a ținut seama de prezența elementelor de filtrare L_f și C_f în circuitele de reacție și de premagnetizare, însă pe modelul fizic cu care se va rezolva experimental sistemul de ecuații (1), aceste elemente vor fi prezente ; fiind elementele liniare, calculul lor nu prezintă nici o dificultate.

Aproximînd caracteristica magnetică a unui miez, corespunzătoare unei pulsații ω, prin două segmente de dreptă, ca în figura 3, se pot scrie următoarele relații :

$$\begin{cases} \Phi_A = B_s S_{Fe} \text{ (pentru latura } 1-2) \\ \Phi_A = (w_1 i_1 + \omega_0 I_0 + w_0' i_0' + \\ \quad + w_2 i_2)\dfrac{S_{Fe}}{l_{Fe}} \operatorname{tg}\alpha \text{ (pentru latura } 1-2) \end{cases} \quad (2.a)$$

referitor la miezul A, și :

$$\begin{cases} \Phi_B = B_s S_{Fe} \text{ (pentru latura } 1-2) \\ \Phi_B = (w_1 i_1 - w_0 I_0 - w_0' i_0' - \\ \quad - w_2 i_2)\dfrac{S_{Fe}}{l_{Fe}} \operatorname{tg}\alpha \text{(pentru latura } 0-1) \end{cases} \quad (2.b)$$

referitor la miezul B.

Sistemul de ecuații (1), în care se ține seama și de expresiile (2a) și (2b) ale fluxurilor magnetice, trebuie scris într-o formă adimensională. În acest scop se va folosi un sistem

Tabela 1

Criteriile de similitudine ale dublorului feromagnetic de frecvență		
Nr.	Relația de definiție	Denumirea criteriului
1	$K_t = \omega_1 t$	criteriul de homocronie
2	$K_{i1} = \frac{R_{ref}}{U_{ref}} i_1$	criteriul curentului de alimentare
3	$K_{i2} = \frac{R_{ref}}{U_{ref}} \cdot \frac{w_2}{w_{ref}} i_2$	criteriul curentului de sarcină
4	$K_{I0} = \frac{R_{ref}}{U_{ref}} \cdot \frac{w_0}{w_{ref}} I_0$	criteriul curentului de premagnetizare
5	$K_{i'_0} = \frac{R_{ref}}{U_{ref}} \cdot \frac{w'_0}{w_{ref}} i'_0$	criteriul curentului de reacție
6	$K_{U0} = \frac{w_{ref}}{w_0} \cdot \frac{U_0}{U_{ref}}$	criteriul tensiunii de premagnetizare
7	$K_{Bs} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{ref}}{\omega \cdot w_{ref} \cdot S_{Fe} \cdot B_s}$	criteriul saturației miezului
8	$K_\alpha = \frac{\omega \cdot w_{ref}^2 \, S_{Fe}}{l_{Fe} \cdot R_{ref}} \operatorname{tg}\alpha$	criteriul constructiv
9	$K_{w_2} = \frac{w_2}{w_{ref}}$	criteriul numărului de spire al înfășurării de sarcină
10	$K_{w_0} = \frac{w_0}{w_{ref}}$	criteriul numărului de spire al înfășurării de premagnetizare
11	$K_{w'_0} = \frac{w'_0}{w_{ref}}$	criteriul numărului de spire al înfășurării de reacție
12	$K_{R2} = \frac{2R_2 + R_s}{R_{ref}} \cdot \frac{w_{ref}^2}{w_2^2}$	criteriul rezistenței dipolului de sarcină
13	$K_{R0} = \frac{2R_0}{R_{ref}} \cdot \frac{w_{ref}^2}{w_0^2}$	criteriul rezistenței înfășurării de premagnetizare
14	$K_{R'_0} = \frac{2R'_0}{R_{ref}} \cdot \frac{w_{ref}^2}{w_0^2}$	criteriul rezistenței înfășurării de reacție
15	$K_L = \frac{wL}{R_{ref}}$	criteriul inductivității sarcinii
16	$K_{C_L} = \frac{1}{\omega C_L R_{ref}}$	criteriul capacității de compensare longitudinală

de unități relative caracterizat prin 4 valori de referință :

$$\begin{cases} U_{ref} = \frac{1}{m} U_1 ; \; w_{ref} = w_1 ; \\ R_{ref} = R_1 ; \qquad t_{ref} = \frac{1}{\omega} \end{cases} \tag{3}$$

În acest sistem de unități relative, cu notațiile specificate în tabela 1, cele patru ecuații ale dublorului feromagnetic de frecvență se scriu astfel :

$$\sqrt{2}\, m \sin K_t = 2K_{i_1} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}K_t}\left\{\left[\frac{\sqrt{2}}{K_{Bs}}\right] \cup [K_\alpha (K_{i_1} + K_{I_0} + K_{i'_0} + K_{i_2})] + \left[\frac{\sqrt{2}}{K_{Bs}}\right] \cup [K_\alpha (K_{i_1} - K_{I_0} - K_{i'_0} - K_{i_2})]\right\};$$

$$K_{U_0} = 2 \frac{K_{R_0} K_{I_0}}{K_{w_0}};$$

$$\frac{K_{i'_0}}{K_{w'_0}} = \pm \frac{K_{i_2}}{K_{w_2}}; \tag{1'}$$

$$0 = (2K_{R'_0} + K_{R_s}) \frac{K_{i_2}}{K_{w_2}} + \frac{K_L}{K_{w_2}} \cdot \frac{dK_{i_2}}{\mathrm{d}K_t} + K_{C_L} \int \frac{K_{i_2}}{K_{w_2}} dK_t \pm (K_{w'_0} + K_{w_2}) \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}K_t}\left\{\left(\left[\frac{\sqrt{2}}{K_{Bs}}\right] \cup [K_\alpha (K_{i_1} + K_{I_0} + K_{i'_0} + K_{i_2})] - \left[\pm \frac{\sqrt{2}}{K_{Bs}}\right] \cup [K_\alpha (K_{i_1} - K_{I_0} - K_{i'_0} - K_{i_2})]\right\}.$$

Comportarea în regim permanent a dublorului feromagnetic de frecvență poate fi descrisă deci cu ajutorul celor 16 mărimi adimensionale prezentate în tabela 1, numite *criterii de similititudine.*

2. Analiza criteriilor de similitudine

Ansamblul celor 16 criterii de similitudine stabilite mai înainte formează *spațiul criterial de stare* al dublorului feromagnetic de frecvență. Existența celor 4 dependențe criteriale (1′) face ca afixul vectorului de stare să se afle numai pe anumite hipersuprafețe criteriale. Forma acestor hipersuprafețe se va determina în urma rezolvării pe cale experimentală a sistemului de ecuații (1′) Este convenabil ca această rezolvare să se facă în raport cu criteriile :

$$K_{i_1}, \; K_{i_2}, \; K_{i'_0}, \; KU_0 \tag{4}$$

numite, din această cauză, *criterii determinate*. Celelalte 12 criterii, și anume :

$$K_t,\ K_{B_s},\ K_\alpha,\ K_{R_2},\ K_{R_0},\ K_{R'_0},$$
$$K_L,\ K_{C_L},\ K_{I_0},\ K_{w_2},\ K_{w_0},\ K_{w'_0}, \tag{5}$$

sînt numite *criterii determinante*, valorile lor condiționînd pe cele ale criteriilor determinate și putîndu-se stabili independent de acestea.

În relațiile de definiție ale celor 12 criterii determinante intervin următorii 18 parametri :

$$\omega,\ t,\ B_s,\ \mathrm{tg}\alpha,\ S_{Fe},\ l_{Fe},\ R_1,\ R_2,\ R_0,$$
$$R'_0,\ L,\ C_L,\ U_1,\ I_0,\ w_1,\ w_2,\ w_0,\ w'_0, \tag{6}$$

prin urmare, la stabilirea pe model a valorilor acestor criterii se pot alege arbitrar un număr de 6 parametri. Ținînd seama de posibilitățile de stabilire pe model a parametrilor, se vor alege arbitrar următoarele valori :

$$\omega,\ B_s,\ S_{Fe},\ l_{Fe},\ w_1,\ w_0. \tag{7}$$

În studiul experimental al dublorului feromagnetic de frecvență este suficient să se determine dependențele criteriale dintre criteriile determinate (4) și numai unele dintre criteriile determinante (5). Astfel, se va analiza numai cazul dublorului feromagnetic de frecvență fără înfășurare de reacție, caracterizat prin valorile criteriale $K_{w'_0} = 0$ și $K_{R'_0} = \infty$. În acest caz cea de a treia ecuație din sistemul (1′) dispare iar în celelalte ecuații criteriul curentului de reacție va avea valoarea $K_{i'_0} = 0$. Rezultatele obținute sînt valabile și pentru dublorul feromagnetic de frecvență prevăzut cu înfășurarea de reacție dacă, în acest caz, criteriul curentului de premagnetizare se va determina cu relația :

$$K_{I_0} = K^*_{I_0} - K_{i'_0} \tag{8}$$

în care s-a marcat cu asterisc criteriul corespunzător dublorului feromagnetic de frecvență fără înfășurare de reacție.

Dacă se admite ipoteza că circuitul de sarcină este parcurs de un curent sinusoidal a cărui pulsație este de 2ω, atunci inductivitatea L a sarcinii se poate echivala cu o capacitate de valoare :

$$C_e = -\frac{1}{4\omega^2 L}. \tag{9}$$

Acest fapt permite să se studieze numai cazul sarcinii rezistive, urmînd ca în cazul sarcinii rezistiv-inductive să se determine valoarea criteriului capacității de compensare cu relația :

$$K_C = K^*_C - 4\,K_L \tag{10}$$

în care K^*_C este valoarea criteriului K_C în cazul sarcinii rezistive.

Valorile criteriilor K_t, K_{w_2} și K_{w_0} nu prezintă interes în analiza regimului electromagnetic staționar, de aceea ele nu vor fi luate în considerație în cele ce urmează.

Se poate renunța la determinarea experimentală a valorilor criteriului K_{U_0} avînd în vedere că ecuația din care se determină acestea este liniară.

În concluzie, pentru a cunoaște comportarea în regim permanent a dublorului feromagnetic de frecvență considerat, este suficient să se determine experimental dependențele criteriale :

$$K_{i_1},\ K_{i_2} = f\,(K_{B_s},\ K_\alpha,\ K^*_{C_L},\ K_{R_2},\ K_{R_0},\ K^*_{I_0}). \tag{11}$$

Este util să se prezinte aceste dependențe sub forma echivalentă evidentă :

$$\eta\cos\varphi_{1e},\ K_{U_2},\ K_{I_2} = f\,(K_{B_s},\ K_\alpha,\ K^*_{C_L},\ K_{R_2},\ K_{R_0},\ K^*_{I_0}) \tag{12}$$

Ordinea și modul de stabilire pe model a valorilor criteriilor determinante nu sînt arbitrare deoarece trebuie să se asigure realizarea fiecăreia dintre valori efectuînd un număr minim de operații. În tabela 2 se indică succesiunea și parametrul de stabilire pe model a valorilor celor 6 criterii determinante necesare.

Tabela 2

Criteriul	K_{B_s}	K_α	$K^*_{C_L}$	K_{R_2}	K_{R_0}	$K^*_{I_0}$
Parametrul	U_1	R_1	C	R_2	R_0	I_0

3. Dependențe criteriale

Încercările experimentale au fost efectuate pe un dublor feromagnetic 50 Hz/100 Hz avînd următorii parametri :

$B_s = 1{,}94\ T$; $\mathrm{tg}\ \alpha = 1{,}75.10^{-2}$ T. m/A ; $S_{Fe} = 6{,}45 \cdot 10^{-4}$ m^2 ; $l_{Fe} = 0{,}44$ m ; $w_1 = w_2 = w_0 = 564$; $R_1 = R_2 = R_0 = 0.88\ \Omega$ (la 75°C).

S-a constatat experimental că valorile criteriului K_{R_0} nu influențează sensibil desfășurarea fenomenelor, de aceea considerarea sa la ridicarea experimentală a dependențelor criteriale nu mai este necesară.

La valori date ale criteriilor K_{B_s}, K_α și $K^*_{C_L}$, puterea activă P_2 a sarcinii admite o valoare maximă pentru anumite valori — notate prin $K_{R_2^v}$ și $K^*_{I_0^v}$ — ale criteriilor K_{R_2} și $K^*_{I_0}$, după cum se poate constata din datele experimen-

tale prezentate în figura 4. Valoarea P_1 a puterii active absorbite nu se modifică sensibil atunci cînd crieteriile K_{R_2} și $K^*_{I_0}$ au valori apropiate de cele pentru care $K_{P_2} = \max$.

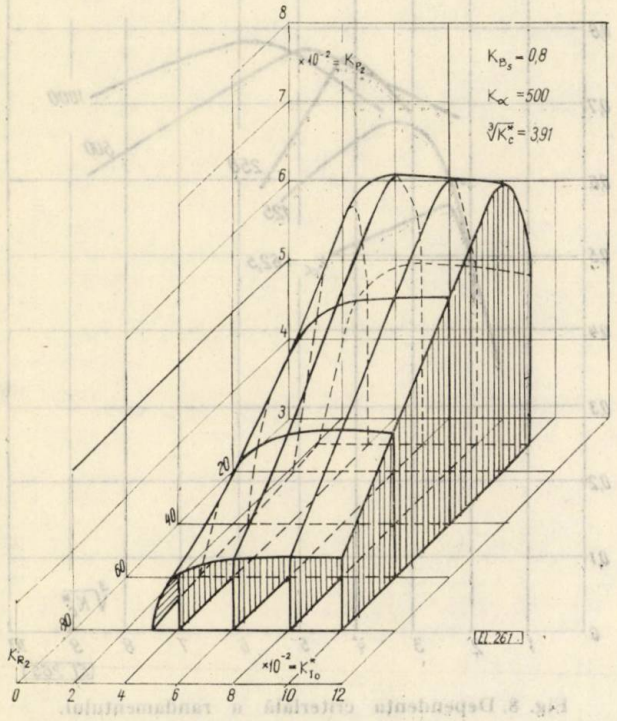


Fig. 4. Dependență criterială pentru ilustrarea existenței unei valori maxime a puterii active de sarcină pentru anumite valori ale criteriilor K_{R_2} și $K^*_{I_0}$.

de aceea se poate considera că și randamentul dublorului feromagnetic de frecvență este maxim pentru valorile $K_{R_2^V}$ și $K^*_{I_2^V}$.

Tot experimental s-a constatat că la valori date pentru criteriile K_α și $K^*_{C_L}$, randamentul corespunzător valorilor optime ale criteriilor K_{R_2} și $K^*_{I_0}$ admite un maxim pentru o anumită valoare a criteriului K_{B_S} (fig. 5). Avînd în vedere gama valorilor uzuale ale criteriului K_α, se poate considera că valoarea optimă a criteriului saturației miezului este $K_{B_S} = 0{,}8$.

În figura 6 sînt date valorile optime ale criteriului K_{R_2} pentru diverse valori ale criteriilor K_α și $K^*_{C_L}$, în cazul în care $K^*_{I_0} = K^*_{I_0^V}$ și $K_{B_S} = 0{,}8$.

În figura 7 sînt date valorile optime ale criteriului $K^*_{I_0}$ pentru diverse valori ale criteriilor K_α și K^*_C, în cazul în care $K_{R_2} = K_{R_2^V}$ și $K_{B_S} = 0{,}8$.

Dependențele criteriale experimentale necesare pentru calculul regimului electromagnetic staționar al dublorului feromagnetic de frecvență sînt prezentate în figurile 8—10. Se observă că randamentul dublorului, la un criteriu constructiv dat, admite un maxim pentru o anumită valoare a criteriului $K^*_{C_L}$; valorile acestui maxim de randament sînt cu atît

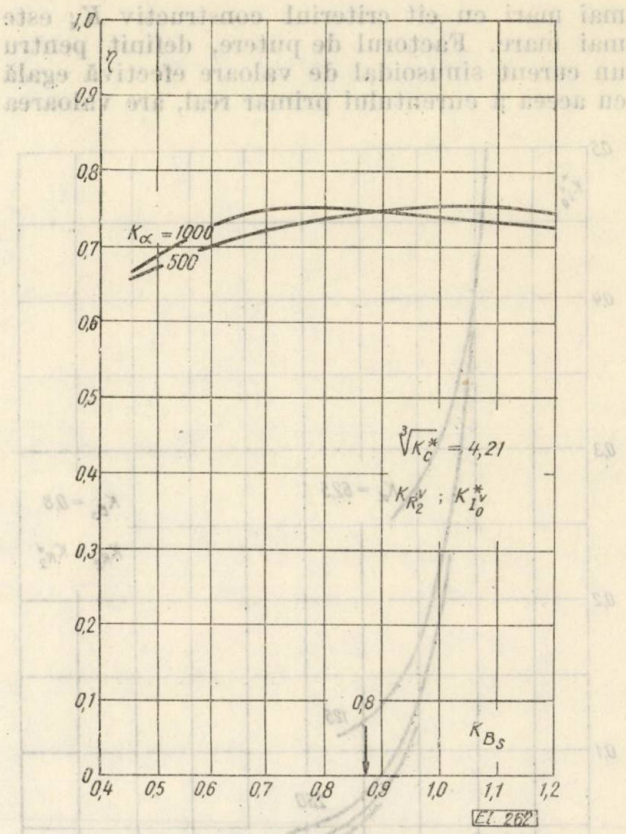


Fig. 5. Dependență criterială pentru ilustrarea existenței unei valori maxime a randamentului pentru o anumită valoare a criteriului K_{B_S}.

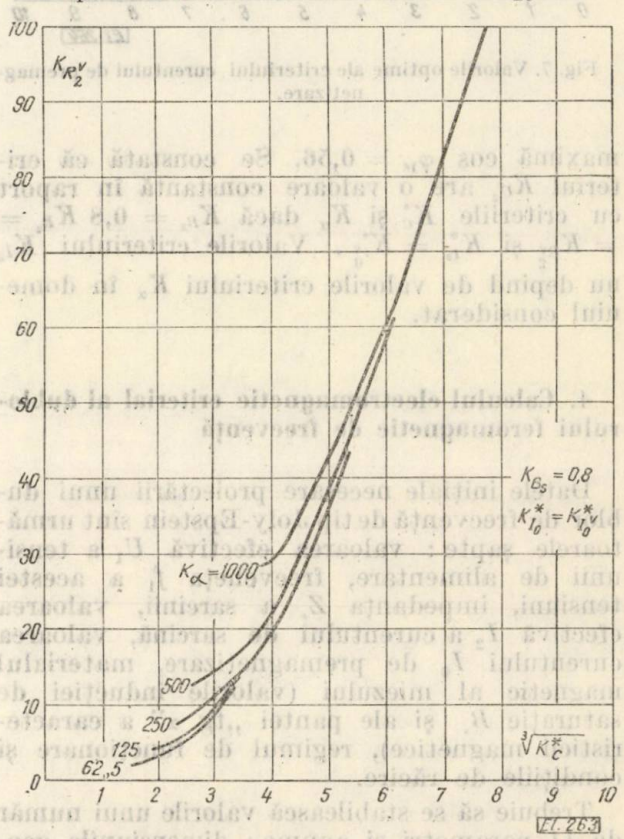


Fig. 6. Valorile optime ale criteriului rezistenței dipolului de sarcină.

mai mari cu cît criteriul constructiv K_α este mai mare. Factorul de putere, definit pentru un curent sinusoidal de valoare efectivă egală cu aceea a curentului primar real, are valoarea

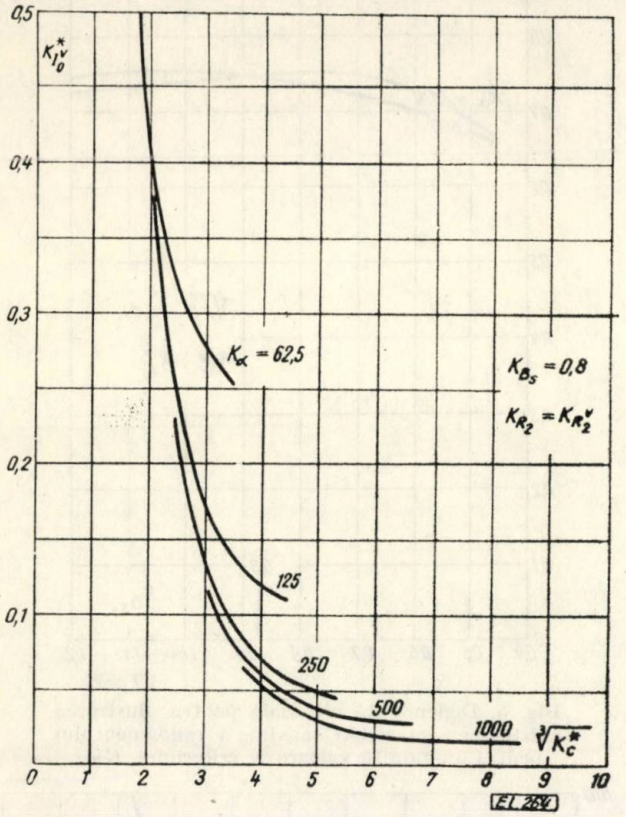


Fig. 7. Valorile optime ale criteriului curentului de premagnetizare.

maximă cos $\varphi_{1e} = 0,56$. Se constată că criteriul K_{U_2} are o valoare constantă în raport cu criteriile K_C^* și K_α dacă $K_{B_s} = 0,8$ $K_{R_2} = K_{R_2}^{*v}$ și $K_{I_0}^* = K_{I_0}^{*v}$. Valorile criteriului K_{I_2} nu depind de valorile criteriului K_α în domeniul considerat.

4. Calculul electromagnetic criterial al dublorului feromagnetic de frecvență

Datele inițiale necesare proiectării unui dublor de frecvență de tip Joly-Epstein sînt următoarele șapte: valoarea efectivă U_1 a tensiunii de alimentare, frecvența f_1 a acestei tensiuni, impedanța Z_s a sarcinii, valoarea efectivă I_2 a curentului de sarcină, valoarea curentului I_0 de premagnetizare, materialul magnetic al miezului (valorile inducției de saturație B_s și ale pantei „tg α" a caracteristicii magnetice), regimul de funcționare și condițiile de răcire.

Trebuie să se stabilească valorile unui număr de 11 parametri și anume: dimensiunile geometrice principale S_{Fe} și l_{Fe} ale miezului mag-

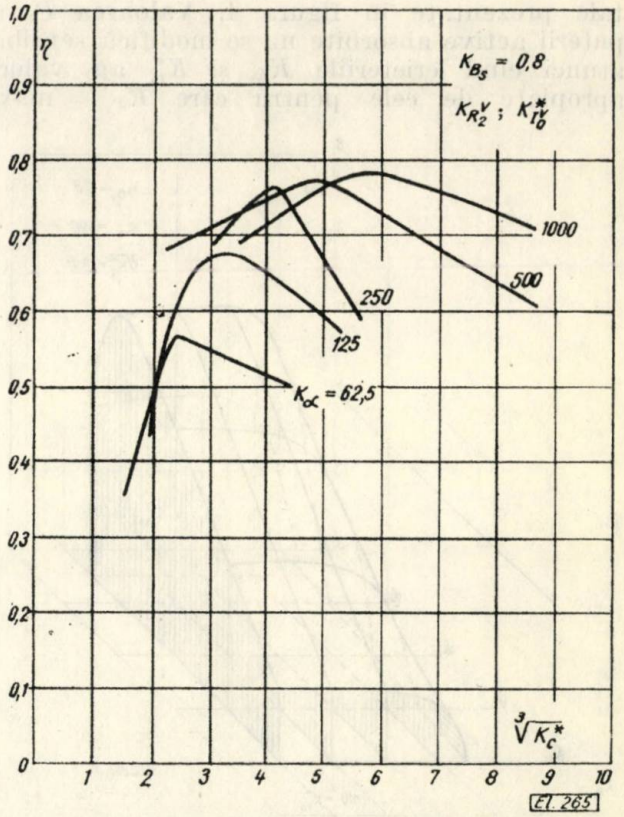


Fig. 8. Dependența criterială a randamentului.

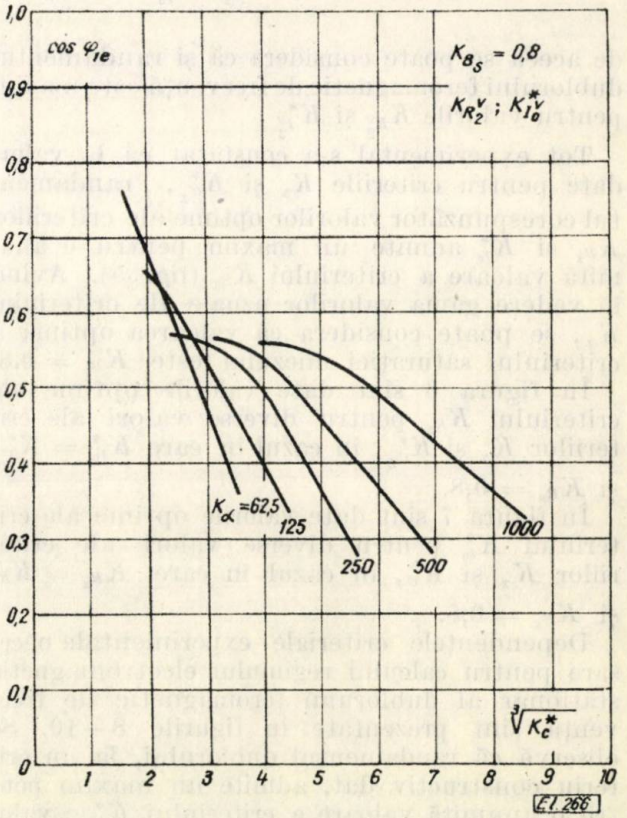


Fig. 9. Dependența criterială a factorului de putere.

netic, numerele de spire și secțiunile conductoarelor înfășurărilor primare, secundare, de premagnetizare și de reacție (w_1, w_2, w_0, w_0', s_1, s_2, s_0, s_0') și valoarea capacității de compensare longitudinală C_L. În cele ce urmează

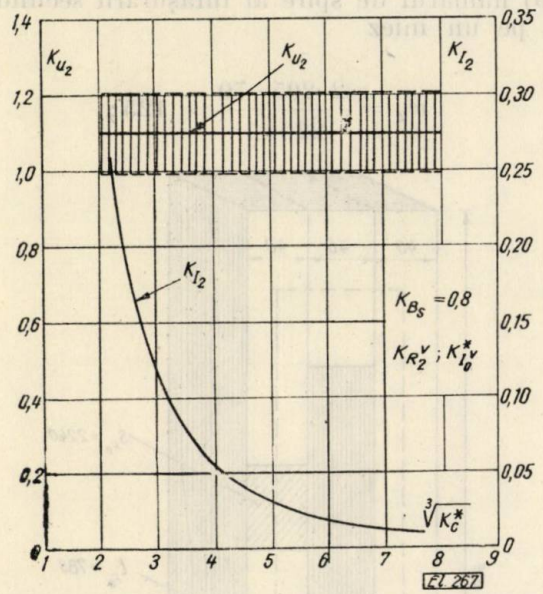


Fig. 10. Dependențele criteriale ale tensiunii și curentului de sarcină.

se va indica o anumită succesiune a determinării valorilor acestor parametri folosind dependențele criteriale prezentate în figurile 6—10.

Etapele de calcul sînt următoarele:

1) cunoscînd valoarea puterii active P_2 cerută de sarcină și admițînd, conform figurii 8, o valoare $\eta = 0,78$ pentru randament, se determină valoarea puterii active P_1 absorbită în primar

$$P_1 = 1,28\ P_2; \qquad (C.1)$$

2) considerînd pentru factorul de putere valoarea maximă $\cos \varphi_{1e} = 0,56$, conform figurii 9, rezultă valoarea puterii aparente primare

$$S_1 = 2,28\ P_2; \qquad (C.2)$$

3) valoarea curentului absorbit în primar este:

$$I_1 = 2,28 \frac{P_2}{U_1}; \qquad (C.3)$$

4) acceptînd pentru criteriul saturației miezului valoarea optimă $K_{B_s} = 0,8$ se calculează produsul „$w_1 S_{Fe}$"

$$w_1 S_{Fe} = \frac{\sqrt{2}\ U_1}{2\omega B_s K_{B_s}}; \qquad (C.4)$$

5) alegînd pentru criteriul constructiv o valoare din domeniul de valori sugerat în figura 8, ținînd seama de relația

$$R_1 = \rho w_1 l_{Cu} \frac{j_1}{I_1} \qquad (C.5)$$

precum și de (C.4), se poate calcula produsul „$l_{Fe} l_{Cu}$"

$$l_{Fe} l_{Cu} = \frac{S_1 \cdot tg\ \alpha}{\sqrt{2 \rho j_1 B_s K_{B_s} K_\alpha}} \qquad (C.6)$$

pe baza căruia se alege un miez magnetic din tabelele cu miezuri de formă optimizată;

6) se calculează numărul de spire al înfășurării primare de pe un miez

$$w_1 = \frac{w_1 S_{Fe}}{S_{Fe}}; \qquad (C.7)$$

7) se calculează rezistența înfășurării primare de pe un miez

$$R_1 = \rho w_1 l_{Cu} \frac{j_1}{I_1}; \qquad (C.5)$$

8) se determină valoarea criteriului constructiv realizat și se verifică concordanța sa cu valoarea admisă la punctul 5

$$K = \frac{\omega \cdot w_1^2 \cdot S_{Fe}}{l_{Fe} \cdot R_1} \operatorname{tg} \alpha; \qquad (C.8)$$

9) se calculează numărul de spire al înfășurării secundare de pe un miez cu relația

$$w_2 = \frac{2 \cdot w_1 \cdot U_2}{U_1 \cdot K_U^2} \qquad (C.9)$$

în care pentru criteriul K_U^2 se consideră valoarea dată în figura 10;

10) se alege din figura 8 valoarea criteriului K_{C_L}, iar din figura 7 se determină valoarea corespunzătoare a criteriului $K_{I_0}^{*V}$;

11) se calculează numărul de spire al înfășurării de premagnetizare de pe un miez

$$w_0 = \frac{w_1 U_1}{2 R_1 I_0} K_{I_0}^{*V}; \qquad (C.10)$$

12) se finisează calculul constructiv, determinînd în final valorile parametrilor R_1, R_2, și R_0;

13) se verifică gradul de realizare al valorilor admise inițial pentru randament și factor de putere;

14) se calculează valoarea criteriului K_{R_2} realizat și se verifică concordanța sa cu valoarea indicată în figura 6:

$$K_{R_2} = \frac{2R_2 + R_s}{R_1} \cdot \frac{w_1^2}{w_2^2}; \qquad (C.11)$$

15) se determină valoarea capacității de compensare longitudinală

$$C_L = \frac{1}{\omega\ R_1\ K_{C_L}}. \qquad (C.12)$$

și valoarea maximă a tensiunii ce revine condensatorului.

5. Exemplu de calcul

Se cere să se determine parametrii constructivi optimi ai unui dublor feromagnetic de frecvență monofazat, alimentat în monofazat, cunoscînd următoarele date :

$$U_1 = 220 \text{ V}; \; f_1 = 50 \text{ Hz}; \; Z_s = R_s = 7 \; \Omega;$$

$$I_2 = 10 \text{ A}; \; I_0 = 10 \text{ A}; \; B_s = 1{,}22 \; T;$$

$$\text{tg}\alpha = 1{,}75 \times 10^{-2} \text{ T.m./A.}$$

Rezolvare :

1) puterea activă absorbită în primar

$$P_1 = 1{,}28 \times 7 \times 10^2 = 896 \text{ W};$$

2) puterea aparentă primară

$$S_1 = 2{,}28 \times 7 \times 10^2 = 1596 \text{ VA};$$

3) curentul absorbit în primar

$$I_1 = 2{,}28 \frac{7 \times 10^2}{220} = 7{,}25 \text{ A};$$

4) valoarea produsului „$w_1 S_{Fe}$"

$$w_1 S_{Fe} = \frac{2 \cdot 220}{2 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 1{,}22 \cdot 0{,}8} = 0{,}460 \text{ m}^2;$$

5) se alege pentru criteriul constructiv valoarea $K\alpha = 2\,000$; se calculează produsul „$l_{Fe} \, l_{Cu}$".

$$l_{Fe} \, l_{Cu} =$$

$$= \frac{1596 \times 1{,}75 \times 10^{-2}}{\sqrt{2 \times 2{,}15 \times 10^{-8}, 2 \times 10^6 \times 1{,}22 \times 0{,}8 \times 2\,000}} =$$

$$= 0{,}213 \text{ m}^2,$$

unde pentru densitatea de curent s-a considerat valoarea $j_1 = 2 \times 10^6 \text{A/m}^2$. Se alege din tabele* miezul magnetic cu dimensiunile geometrice date în figura 11;

6) numărul de spire al înfășurării primare de pe un miez

$$w_1 = \frac{0{,}460}{22{,}4 \times 10^{-4}} = 205;$$

7) rezistența înfășurării primare de pe un miez

$$R_1 = 2{,}15 \times 10^{-8} \times 205 \times 0{,}273 \times \frac{2 \times 10^6}{7{,}25} =$$

$$= 0{,}33 \; \Omega;$$

* Tișcenco, N.M., Bescontactnie magnitnie rele, Gosenergoizdat, Moscova, 1969,

8) valoarea criteriului constructiv realizat

$$K_\alpha = \frac{2\pi \cdot 50 \cdot 205^2 \cdot 22{,}4 \cdot 10^{-4}}{0{,}78 \cdot 0{,}33} \cdot 1{,}75 \cdot 10^{-2} = 2008;$$

9) numărul de spire al înfășurării secundare de pe un miez

$$w_2 = \frac{2 \cdot 205 \cdot 70}{220 \cdot 1} = 125;$$

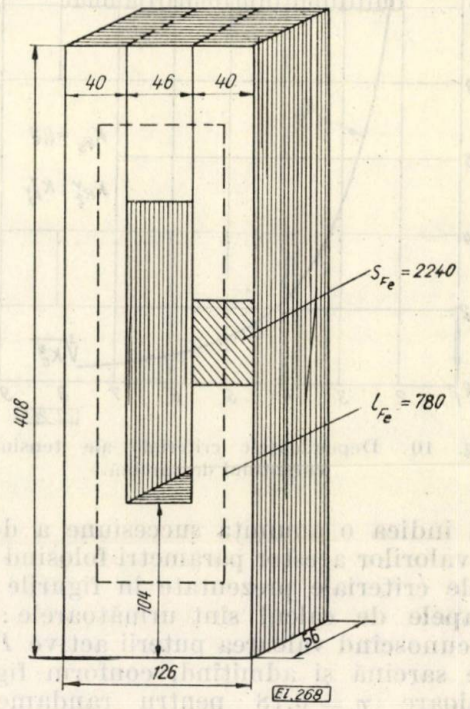


Fig. 11. Datele geometrice ale miezului magnetic π 40×56.

10) se alege $K_{CL} = 250$; rezultă pentru criteriul curentului de premagnetizare valoarea $K^*_{I_0^v} = 0{,}016$;

11) numărul de spire al înfășurării de premagnetizare de pe un miez

$$w_0 = \frac{205 \cdot 220}{2 \cdot 0{,}33 \cdot 10} 0{,}016 = 125;$$

12) în urma finisării calculului constructiv s-au determinat valorile

$$R_1 = 0{,}33 \; \Omega; \; R_2 = 0{,}15 \; \Omega; \; R_0 = 0{,}35 \; \Omega;$$

13) randamentul realizat este $\eta = 0{,}785$ iar factorul de putere cos $\varphi_{1e} = 0{,}5$;

14) valoarea criteriului K_{R_2} realizat

$$K_{R_2} = \frac{2 \cdot 0{,}15 + 7}{0{,}33} \cdot \frac{205}{125^2} = 59$$

valoare apropiată de aceea indicată în figura 6 ($K^v_{R2} = 65$);

15) valoarea capacităţii de compensare longitudinală

$$C_L = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 0{,}33 \cdot 250} = 38{,}6 \cdot 10^{-6}\ \text{F}$$

Concluzii

Calculul electromagnetic al dublorului feromagnetic de frecvenţă nu se poate efectua suficient de precis, în toate cazurile de interes tehnic, dacă se apelează la metodele analitice sau grafo-analitice existente în literatură.

Modelizarea fizică — ca metodă de rezolvare a sistemelor de ecuaţii integro-diferenţiale neliniare — este capabilă să conducă la rezultate suficient de precise pentru practică.

Pe baza criteriilor de similitudine stabilite în lucrare şi a dependenţelor criteriale determinate experimental (fig. 6—10) se formulează o metodică de calcul a parametrilor optimi ai unui dublor feromagnetic de frecvenţă cu caracteristici impuse. Exemplul de calcul prezentat ilustrează modul de utilizare a metodei propuse.

NOTAŢII FOLOSITE

indicele „1" — pentru mărimi ale circuitului primar
indicele „2" — pentru mărimi ale circuitului secundar
indicele „O" — pentru mărimi ale circuitului de premagnetizare în curent continuu
indicele „prim" — pentru mărimi ale circuitului de reacţie după curent
K_x — criteriul reprezentativ al mărimii „x"
B_s — inducţia magnetică de saturaţie a miezului
$\cos \varphi_{1e}$ — factorul de putere al dublorului feromagnetic
C_L — capacitatea condensatorului de compensare longitudinală
C_f, L_f — capacitatea, respectiv inductivitatea filtrului dop pentru armonica de ordinul doi
L_s, R_s — inductivitatea, respectiv rezistenţa sarcinii
i, I — valorile instantanee, respectiv efective ale curenţilor.
j — densitatea curentului electric de conducţie
l_{Fe} — lungimea echivalentă a circuitului magnetic
m — numărul de miezuri conectate în serie ($m = 2$).
P — puterea activă
R — rezistenţa înfăşurării de pe un miez
S_1 — puterea aparentă absorbită în primar
S_{Fe} — aria secţiunii transversale a circuitului magnetic (secţiunea netă de fier).
t — timpul
$tg\alpha$ — panta primei porţiuni liniare a caracteristicii magnetice a miezului
U — valoarea efectivă a tensiunii
w_x — numărul de spire al înfăşurării „x" de pe un miez
Φ_A, Φ_B — fluxul magnetic fascicular din miezul A, respectiv B
η — randamentul
ρ — rezistivitatea conductorului înfăşurării ($\rho_{Cu75°C} = 2{,}15 \times 10^{-8}\ \Omega.\text{m}$)
$\omega_1 = 2\pi f_1$ — pulsaţia tensiunii de alimentare

Bibliografie

[1] *Bamdas, A. M., Kulinici, V. A.* şi *Şapiro, S. V.* Staticeskie electromagnitnîe preobrazovateli ciastotî i cisla faz. Moscova, Gosenergoizdat, 1961.

[2] *Bamdas, A. M., Blinov, I. V., Zaharov N. V.* şi *Şapiro, S. V.* Ferromagnitnîe umnojiteli ciastotî. Moscova, Ed. Energhia 1968, 176 pag.

[3] *Bamdas, A. M., Blinov, I. V., Roghinskaia, L. E.*, şi *Şapiro, S. V.* Staticeschi ferromagnitnîi formirovateli impulsov, sb. „*Magnitnîe* analogovîe elementî". Moscova, Nauka, 1965.

[4] *Batranin, Iu. S.* Realnîi udvoiteli ciastotî, Naucinîe zapisi Lvovskovo politehnicescovo instituta, vîp. **88**, nr. 2, 1962.

[5] *Benin, V. L., Raiuşkin, V. A.* şi *Rojanschi, L. L.* Rascet vneşnih haracteristic staticescovo electromagnitnovo udvoitelia ciastotî pri rabote ego ha complekşnuiu nagruzcu s ucetom vîşşih garmoniceskih, Izvestia vuzov. În : Electromehanica, nr. 1,. 1964.

[6] *Bessonov, L. A.* Elestriceskîe ţepi so staliu, Gosenergoizdat, Moscova, 1948.

[7] *Crăciunescu, A.* şi *Bucurenciu, S.* Dépendances des critères dans le calcul par similitude des amplificateurs magnétiques. În : Rev. Roum Sci. Techn. Electrotechn. et Energ. **14** nr. 2, 1969, p. 209—227.

[8] *Gluhov, V. P.*, şi *Iacubaitis, E. A.* Fiziceskoe modelirovanie drosselnîh magnitnîh usilitelei, ed. Acad., Riga, 1961, 194 pag.

[9] *Geyger, W. A.* Nonlinear-magnetic control devices, New York, Mc. Graw-Hill, 1964, 388 pag.

[10] *Ivanov-Smolenski, A. V.* Electromagnitnîie polia i proţesî v electriceskih maşinah i ih fizicescoe modelirovanie, Moscova, Energhia, 1969, 304 pag.

[11] *Kline, S. J.*, Similitude and approximation theory. New-York, Mc. Graw-Hill 1967, 300 pag.

[12] *Kramer, W.* Ein neuer Schweisstransformator mit Frequenzwandlung und symmetrischer Netzbelastung. În : E. T. Z. **71**, 8/9, 1950, p. 819.

[13] *Kramer, W.* Die gessattigte Drossel als Frequenzwandler. În : A. E. G. Miteilungen, 8/9, 1959.

[14] *Rojanschi, L. L.* Staticeskie electromagnitnîe preobrazovateli ciastotî. Moscova, Gosenergoizdat, 1959.

[15] *Rozenblat, M. A.* Magnitnîe elementî avtomatiki i vicislitelnoi tehniki, Moscova, Nauka, 1966, 719 pag.

[16] *Sand, M.* şi *Crăciunescu, A.* Criteriile de similitudine ale amplificatoarelor magnetice. În : Electrotehnica, **15** nr. 4, 1967, p. 143—150.

[17] *Sand, M., Crăciunescu, A.* şi *Bucurenciu, S.* Similarity criteria and desing of contactless magnetic relays. În : Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotechn, et Energ., **15** nr. 4 1970.

[18] *Sedov, L. I.* Metodî podobia i razmernosti v mehanika ediţia á 6-a Moscova, Nauka, 1967.

Intrat în redaţie la 10. XII.1970

Determinarea îmbătrînirii termice relative a materialelor electroizolante în cazul unei variaţii exponenţiale a temperaturii

IULIU HEINRICH* — Timişoara

CZ 621.315 .611. 017.7

Îmbătrînirea termică a materialelor electroizolante este unul din principalele criterii, care stau la baza stabilirii unui regim de funcţionare raţional a unor aparate, maşini şi instalaţii electrice, din punct de vedere tehnic şi economic. Criteriile şi modul de apreciere a îmbătrînirii materialelor electroizolante au trecut printr-o lungă evoluţie, nici azi neexistînd încă puncte de vedere unitare în acest sens. Drept metode de studiu experimental sînt răspîndite încercările de îmbătrînire accelerată sub formă de încercări funcţionale complexe, executate pe modele, sau chiar pe unităţi reale [1]. Prin aceste încercări se urmăreşte determinarea constantelor din legile de îmbătrînire termică sau din legile de durată de viaţă a materialelor electroizolante.

În prezent se utilizează următoarele două legi de durată de viaţă a materialelor electroizolante:

$$D = \alpha\, e^{-\beta\Theta} \tag{1}$$

$$D = A\, e^{\frac{B}{T}} \tag{2}$$

unde:

D este durata de viaţă a materialului electroizolant;

Θ şi T — temperatura la care se expune materialul electroizolant, în °C, respectiv în °K;

α, β, A, B — constante caracteristice materialului electroizolant sau sistemului de izolaţie.

Legea dată de relaţia (1) a fost stabilită de Montsinger V. M. [2], prin experienţe executate asupra materialelor electroizolante din clasa A, într-un domeniu relativ restrîns al temperaturilor, 90°C...110 °C. Totuşi această lege se utilizează şi azi, chiar şi pentru materiale electroizolante de altă clasă, prin alegerea corespunzătoare a constantelor.

Legea dată de relaţia (2) a fost fundamentată teoretic de Büssing W. [3] prin teoria cinetică a reacţiilor chimice. Această lege, ulterior, a fost reluată şi verificată de numeroşi alţi cercetători [4], [5].

Numeroase lucrări indică posibilităţile de utilizare a legilor duratei de viaţă ale materialelor electroizolante la nevoile calculelor practice. În acest sens s-au stabilit metode matematice de calcul [6], [7], [8], alte lucrări arată, cum asemenea calcule se execută cu calculatoare numerice [1], [9]. Metodele matematice de calcul sînt clarificate în cazurile cînd temperatura la care se expune izolaţia e constantă, variază liniar sau variază exponenţial în raport cu timpul, ajungînd însă la valoarea de regim staţionar [7]. Pentru cazul variaţiei exponenţiale a temperaturii se prezintă o metodă de calcul al îmbătrînirii termice relative în [10], dar într-un caz particular.

Lucrarea de faţă îşi propune elaborarea unei metode de calcul a îmbătrînirii termice relative a materialelor electroizolante la o variaţie exponenţială a temperaturii, fără să se impună condiţia, ca temperatura la sfîrşitul perioadei de timp considerate să ajungă la valoarea sa de regim staţionar.

1. Stabilirea mărimilor caracteristice îmbătrînirii termice ale materialelor electroizolante

Deoarece literatura tehnică utilizează diferite mărimi la caracterizarea procesului de îmbătrînire termică a materialelor electroizolante, prezintă, de asemenea, în diferite forme legile duratei de viaţă, utilizează terminologie neunitară [1], [6], [11], e necesar să se precizeze noţiunile care se vor utiliza în dezvoltările ulterioare şi care sînt următoarele: factorul relativ de îmbătrînire termică sau factorul relativ de uzură termică; îmbătrînirea termică relativă sau uzura termică relativă.

Variaţia în raport cu timpul a unui parametru chimic structural (se va nota cu C) al materialului electroizolant, care caracterizează starea de îmbătrînire termică a acestuia, la o reacţie omogenă monomoleculară se poate exprima sub forma:

$$\frac{dC}{dt} = -kC \tag{3}$$

unde k depinde de temperatură, conform legii lui Arrhenius:

$$k = \lambda \cdot e^{-\frac{B}{T}} \tag{4}$$

unde λ şi B sînt constante caracteristice reacţiei, iar T este temperatura absolută în °K. Rezultă viteza de variaţie a parametrului C sub forma:

$$\frac{dC}{dt} = -\lambda e^{-\frac{B}{T}} \cdot C. \tag{5}$$

Prin integrarea acestei ecuaţii diferenţiale se obţine legea duratei de viaţă exprimată prin

* Ing. *I. Heinrich* este conferenţiar la Fac. Electrotehnică din Inst. politehnic-Timişoara

rel. (2). Notînd cu T_N temperatura absolută, la care se obține o durată de viață normală, corespunzător se poate defini o viteză de variație normală a parametrului C, exprimată de:

$$\left(\frac{dC}{dt}\right)_N = -\lambda e^{-\frac{B}{T_N}} \cdot C. \quad (6)$$

Factorul relativ de îmbătrînire termică sau factorul relativ de uzură termică se definește prin raportul:

$$\rho = \frac{\frac{dC}{dt}}{\left(\frac{dC}{dt}\right)_N} \quad (7)$$

care, ținînd cont de relațiile (5) și (6), se poate exprima sub forma:

$$\rho = e^{\left(\frac{B}{T_N} - \frac{B}{T}\right)}. \quad (8)$$

Astfel, factorul relativ de îmbătrînire termică (ρ) este o mărime, ce caracterizează gradul de solicitare termică a unui material electroizolant la un moment dat, cînd temperatura are valoarea T.

Într-un interval de timp Δt, în care temperatura T variază în raport cu timpul, modificarea valorii parametrului C de la o valoare inițială C_1 la o valoare finală C_2 se poate exprima, conform relației (5), sub forma:

$$\ln \frac{C_1}{C_2} = \lambda \int_0^{\Delta t} e^{-\frac{B}{T(t)}} dt. \quad (9)$$

Aceeași variație a parametrului C are loc la temperatura constantă T_N în intervalul de timp $(\Delta t)_N$, putîndu-se scrie relația:

$$\ln \frac{C_1}{C_2} = \lambda e^{-\frac{B}{T_N}} \cdot (\Delta t)_N. \quad (10)$$

Îmbătrînirea termică relativă sau uzura termică relativă o definim prin raportul:

$$u = \frac{(\Delta t)_N}{\Delta t} \quad (11)$$

care, ținînd cont de relațiile (9) și (10), se poate exprima sub forma:

$$u = \frac{1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} e^{\left[\frac{B}{T_N} - \frac{B}{T(t)}\right]} dt. \quad (12)$$

Este evidentă relația:

$$u = \frac{1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} \rho(t)\, dt, \quad (13)$$

de unde rezultă că îmbătrînirea termică relativă, considerată pe o anumită perioadă, este valoarea medie a factorului relativ de îmbătrînire termică pe acea perioadă. Astfel, dacă se iau în considerare mai multe intervale de timp și se determină valoarea lui u pentru fiecare interval separat, îmbătrînirea termică relativă pe toată perioada considerată rezultă:

$$u = \frac{\sum_{i=1}^{n} u_i \cdot \Delta t_i}{\sum_{i=1}^{n} \Delta t_i}. \quad (14)$$

Relațiile (8) și (12) definesc factorul relativ de îmbătrînire termică și îmbătrînirea termică relativă în concordanță cu legea duratei de viață exprimată prin relația (2). Similar se pot defini aceste mărimi și în concordanță cu legea duratei de viață exprimată prin relația (1), și anume

$$\rho = e^{-\beta(\theta_N - \theta)} \quad (15)$$

$$u = \frac{1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} e^{-\beta[\theta_N - \theta(t)]} dt. \quad (16)$$

2. Calculul îmbătrînirii termice relative a materialelor electroizolante la variație exponențială a temperaturii

La variație exponențială a temperaturii în raport cu timpul, în expresiile (16), respectiv (12) trebuie să se considere:

$$\theta(t) = \theta_r - \Delta\theta e^{-\frac{t}{T_t}}, \quad (17)$$

respectiv

$$T(t) = T_r - \Delta T e^{-\frac{t}{T_t}}, \quad (17')$$

unde:

θ_r este temperatura de regim staționar, °C;
T_r — aceeași temperatură, °K;
$\Delta\theta$ — diferența dintre temperatura de regim staționar și temperatura inițială (la $t = 0$) în °C;
ΔT — aceeași, în °K;
T_t — constanta de timp, cu care are loc procesul de variație a temperaturii.

Evident $T_r = 273 + \theta_r$ și $\Delta T = \Delta\theta$.

2.1. Relația (16), la o variație exponențială a temperaturii este:

$$u = \frac{e^{-\beta(\theta_N - \theta_r)}}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} e^{-\beta\Delta\theta e^{-\frac{t}{T_t}}} dt, \quad (18)$$

unde totodată s-a separat factorul constant în raport cu timpul. Calculul factorului din fața integralei nu prezintă nici o problemă, astfel determinarea lui u într-un caz concret devine simplă, dacă valorile integralei se redau fie sub formă tabelară, fie sub formă de curbe. Pentru ca valorile indicate prin asemenea tabele, respectiv curbe, să fie aplicabile la diferite valori ale constantei de material β și la diferite valori ale constantei de timp T_t, se introduc următoarele mărimi relative:

$$\theta^* = \beta\theta \text{ și } t^* = \frac{t}{T_t}$$

prin care relația (18) devine :

$$u = \frac{e^{(\theta_r^* - \theta_N^*)}}{\Delta t^*} \int_0^{\Delta t^*} e^{-\Delta\theta^* e^{-t^*}} dt^*. \quad (19)$$

Valoarea integralei din expresia dată de (19) depinde de două variabile, $\Delta\theta^*$ și Δt^*. Astfel, valorile integralei se pot reprezenta printr-o familie de curbe. Prin unele artificii matematice însă se poate găsi o combinație convenabilă a celor două variabile, în așa fel ca valorile integralei să fie redate printr-o singură curbă. Aceste artificii matematice însă trebuie aplicate într-un fel în cazul unui proces de creștere a temperaturii (încălzire) și altfel în cazul unui proces de scădere a temperaturii (răcire).

2. 1. 1. În cazul unui proces de încălzire, $\Delta\theta^*$ este o mărime pozitivă și apare convenabilă următoarea formă de exprimare a integralei din (19) :

$$I_i = \int_0^{\Delta t^*} e^{-e^{\ln \Delta\theta^* - t^*}} dt^*. \quad (20)$$

Efectuînd schimbarea de variabilă $x = \ln \Delta\theta^* - t^*$, ceea ce înseamnă $dx = -dt^*$, rezultă :

$$I_i = \int_{\ln \Delta\theta^* - \Delta t^*}^{\ln \Delta\theta^*} e^{-e^x} dx. \quad (21)$$

Funcția $y = e^{-e^x}$ este reprezentată în figura 1 a, suprafața hașurată fiind valoarea integralei, I_i [rel. (21)]. Ea se exprimă ca diferența a două valori ale funcției :

$$f(x) = \int_x^{x_0} e^{-e^x} dx \quad (22)$$

și anume :

$$I_i = f[\ln \Delta\theta^* - \Delta t^*] - f[\ln \Delta\theta^*] \cdot \quad (23)$$

Reprezentarea grafică a lui $f(x)$ în raport cu x este redată în figura 1 b, unde s-a indicat și modul de obținere a valorii integralei I_i.

Limita arbitrară de integrare x_0 trebuie astfel stabilită, încît pentru orice valoare a lui $\Delta\theta^*$, ce poate interveni în practică, să fie îndeplinită condiția $\ln \Delta\theta^* < x_0$.

Valoarea inferioară a variabilei (notată cu x_i) care se ia în considerare la reprezentarea funcției $f(x)$ rezultă din precizia, cu care se dorește obținerea valorii lui I_i. Dacă se admite o eroare de 1% în acest sens se poate considera $y = 1$ la $x < x_i$, unde x_i rezultă din condiția $e^{-e^{x_i}} = 0{,}99$, deci $x_i = -4{,}6$.

Astfel, la $x < x_i$, $f(x)$ se consideră cu valoarea :

$$f(x) = (x_i - x) + f(x_i). \quad (24)$$

Se observă, că $x_i - x$ are valoare pozitivă.

2. 1. 2. În cazul unui proces de răcire, $\Delta\theta^*$ este o mărime negativă și apare convenabilă următoarea formă de exprimare a integralei din (19) :

$$I_r = \int_0^{\Delta t^*} e^{e^{\ln(-\Delta\theta^*) - t^*}} dt^*, \quad (25)$$

care, prin schimbarea de variabilă $x = \ln(-\Delta\theta^*) - t^*$, deci $dx = -dt^*$, devine :

$$I_r = \int_{\ln(-\Delta\theta^*) - \Delta t^*}^{\ln(-\Delta\theta^*)} e^{e^x} dx. \quad (26)$$

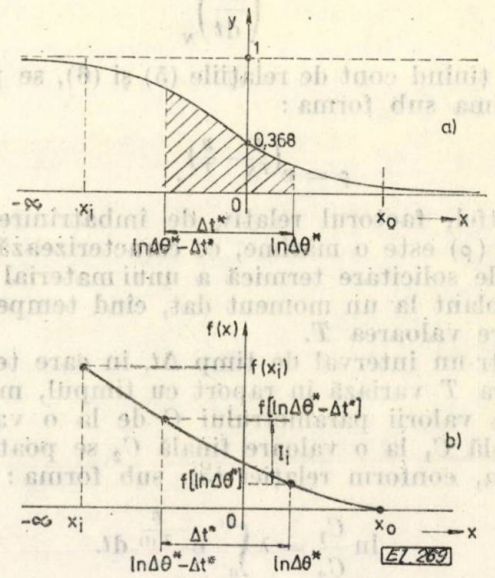


Fig. 1

Funcția $y = e^{e^x}$ este reprezentată în figura 2 a, suprafața PRST reprezentînd valoarea integralei I_r [rel. (26)]. Această suprafață se poate descompune în două componente, supr. $PRVU$ și supr. $UVST$, corespunzător relației (26) se poate exprima sub forma :

$$I_r = \int_{\ln(-\Delta\theta^*) - \Delta t^*}^{\ln(-\Delta\theta^*)} [e^{e^x} - 1]\, dx + \Delta t^*, \quad (27)$$

iar integrala din expresia (27) rezultă ca diferența a două valori ale funcției :

$$\varphi(x) = \int_{x_0}^{x} [e^{e^x} - 1]\, dx. \quad (28)$$

Astfel :

$$I_r = \varphi[\ln(-\Delta\theta^*)] - \varphi[\ln(-\Delta\theta^*) - \Delta t^*] + \Delta t^* \cdot \quad (29)$$

Reprezentarea grafică a funcției $\varphi(x)$ în raport cu x e redată în figura 2 b, unde s-a indicat și modul cum se obține valoarea integralei I_r.

Limita arbitrară de integrare x_0 rezultă din precizia, cu care se dorește să se obțină valoarea integralei I_r. Dacă se admite o eroare

de 1% în acest sens, se poate considera $y = 1$ (deci $y-1 = e^{ex} - 1 = 0$) la $x < x_0$, unde x_0 rezultă din condiția $e^{ex_0} = 1{,}01$ deci $x_0 \cong -4{,}6$

Valoarea superioară a variabilei (notată cu x_s) care se ia în considerare la reprezentarea

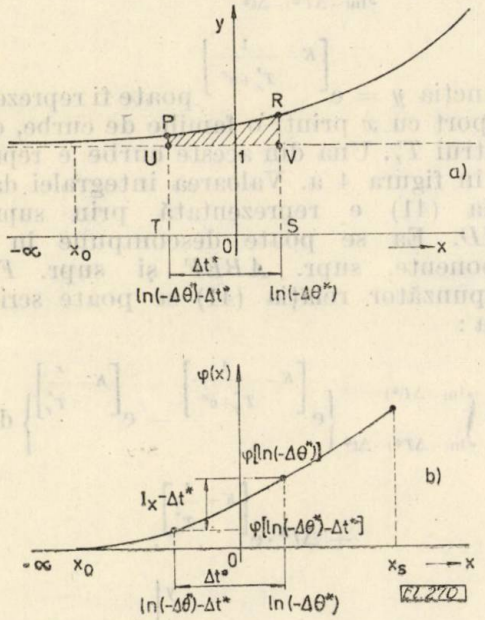


Fig. 2

funcției $\varphi(x)$, trebuie astfel stabilită, încît pentru orice valoare a lui $-\Delta\theta^*$ ce poate interveni în practică să fie îndeplinită condiția $\ln(-\Delta\theta^*) < x_s$.

2. 2. Relația (12) la o variație exponențială a temperaturii este :

$$u = \frac{1}{\Delta t}\int_0^{\Delta t} e^{\left[\frac{B}{T_N} - \frac{B}{T_r - \Delta T\, e^{-\frac{t}{T_t}}}\right]} \qquad (30)$$

O separare a unui factor constant în raport cu timpul, ca la relația (18), în acest caz nu e convenabilă, deoarece în final valoarea lui u s-ar obține ca un produs dintre un număr foarte mic și altul foarte mare. Totuși pentru ca valorile integralei din (30) să fie exprimate independent de constantele de material (T_N și B) și de constanta de timp T_t, pe de o parte în locul termenului $\frac{B}{T_N}$ se introduce o constantă K convenabil aleasă, pe de altă parte se introduc mărimile relative $T^* = \frac{B}{T}$ și $t^* = \frac{t}{T_t}$. Astfel, relația (30) se poate scrie sub forma :

$$u = \frac{e^{\left[\frac{1}{T_N^*} - K\right]}}{\Delta t^*}\int_0^{\Delta t^*} e^{\left[K - \frac{1}{T_r^* - \Delta T^* e^{-t^*}}\right]} dt^*. \qquad (31)$$

Valorile integralei din relația (31) depind de trei variabile, T_r^*, ΔT^* și Δt^*. Astfel, reprezentarea grafică a valorilor acestei integrale printr-o familie de curbe devine posibilă numai după reducerea numărului de variabile de la trei la doi.

2. 2. 1. În cazul unui proces de încălzire, ΔT^* este o mărime pozitivă și e convenabilă următoarea formă de exprimare a integralei din (31).

$$I_I = \int_0^{\Delta t^*} e^{\left[K - \frac{1}{T_r^* - e^{\ln \Delta T^* - t^*}}\right]} dt^*. \qquad (32)$$

Prin schimbarea de variabilă $x = \ln \Delta T^* - t^*$, deci $dx = -dt^*$, rel. (32) devine :

$$I_I = \int_{\ln \Delta T^* - \Delta t^*}^{\ln \Delta T^*} e^{\left[K - \frac{1}{T_r^* - e^x}\right]} dx. \qquad (33)$$

Funcția $y = e^{\left[K - \frac{1}{T_r^* - e^x}\right]}$ poate fi reprezentată în raport cu variabila x printr-o familie de curbe, avînd drept parametru pe T_r^*. Aceste curbe, în domeniul lui x, care interesează, prezintă

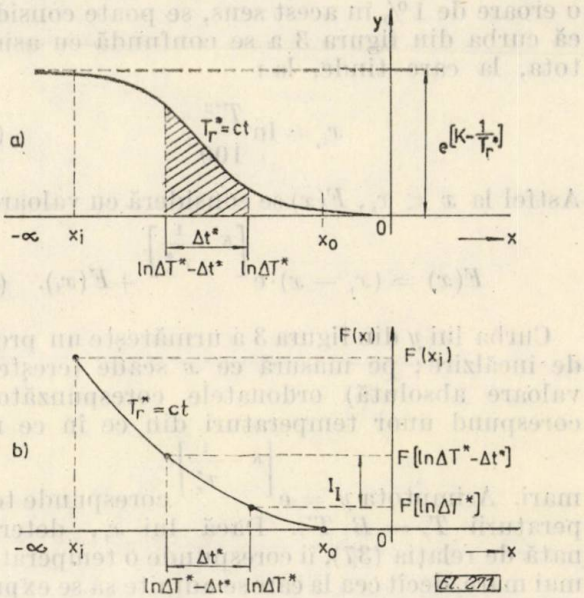


Fig. 3

o variație monotonă. O curbă din această familie de curbe e reprezentată în figura 3.a. Valoarea integralei din relația (33), reprezentată de suprafața hașurată din figura 3 a, se obține prin diferența a două valori ale funcției :

$$F(x) = \int_x^{x_0} e^{\left[K - \frac{1}{T_r^* - e^x}\right]} dx \qquad (34)$$

și anume :

$$I_I = F[\ln \Delta T^* - \Delta t^*] - F[\ln \Delta T^*]. \qquad (35)$$

Reprezentarea grafică a lui $F(x)$ în raport cu x e dată în figura 3 b, unde s-a indicat şi modul, cum se obţine valoarea integralei I_I.

Limita arbitrară de integrare x_0 se fixează pornind de la premisa, că se neglijează îmbătrînirea termică la acele temperaturi, la care factorul relativ de uzură termică e sub o valoare minimă ρ_{min}, convenţional fixată. Această condiţie, conform relaţiei (8) se exprimă prin :

$$x_0 = \ln\left[T_r^* - \frac{1}{\frac{1}{T_N^*} - \ln \rho_{min}}\right]. \qquad (36)$$

Se constată, că x_0 depinde de T_N^*, care la rîndul lui se determină prin constantele de material T_N şi B. Pentru o anumită categorie de materiale electroizolante însă T_N şi B au valori în limite relativ restrînse. Pentru ca să fie îndeplinită condiţia exprimată mai sus pentru orice material electroizolant din categoria considerată, T_N^* trebuie introdusă în (36) cu valoarea cea mai mică posibilă.

Ca urmare la $x > x_0$ se consideră $F(x) = 0$.

Valoarea inferioară a variabilei (notată cu x_i) care se ia în considerare la reprezentarea funcţiei $F(x)$ rezultă din precizia, cu care se doreşte obţinerea valorii lui I_I. Admiţînd o eroare de 1% în acest sens, se poate considera că curba din figura 3 a se confundă cu asimptota, la care tinde, la :

$$x_i = \ln \frac{T_r^{*2}}{100}. \qquad (37)$$

Astfel la $x < x_i$, $F(x)$ se consideră cu valoarea :

$$F(x) = (x_i - x) \cdot e^{\left[K - \frac{1}{T_x^*}\right]} + F(x_i). \qquad (38)$$

Curba lui y din figura 3 a urmăreşte un proces de încălzire; pe măsură ce x scade (creşte în valoare absolută) ordonatele corespunzătoare corespund unor temperaturi din ce în ce mai mari. Asimptota $y = e^{\left[K - \frac{1}{T_r^*}\right]}$ corespunde temperaturii $T_r = B \cdot T_r^*$. Dacă lui x_i, determinată de relaţia (37), îi corespunde o temperatură mai mare, decît cea la care se admite să se expună izolaţia considerată, funcţia $F(x)$ se va reprezenta într-un domeniu a lui x limitat inferior de temperatura maximă admisibilă pentru izolaţie, adică :

$$x_{lim} = \ln (T_r^* - T_{max}^*). \qquad (39)$$

2.2.2. În cazul unui proces de răcire, ΔT^* este o mărime negativă şi apare convenabilă următoarea formă de exprimare a integralei din (31) :

$$I_R = \int_0^{\Delta t^*} e^{\left[K - \frac{1}{T_r^* + e^{\ln(-\Delta T^*) - t^*}}\right]} dt^* \qquad (40)$$

care prin schimbarea de variabilă $x = \ln(-\Delta T^*) - t^*$, deci $dx = -dt^*$ devine :

$$I_R = \int_{\ln(-\Delta T^*) - \Delta t^*}^{\ln(-\Delta T^*)} e^{\left[K - \frac{1}{T_x^* + e^x}\right]} dx \qquad (41)$$

Funcţia $y = e^{\left[K - \frac{1}{T_x^* + e^x}\right]}$ poate fi reprezentată în raport cu x printr-o familie de curbe, cu parametrul T_r^*. Una din aceste curbe e reprezentată în figura 4 a. Valoarea integralei dată în relaţia (41) e reprezentată prin suprafaţa $ABCD$. Ea se poate descompune în două componente, supr. $ABEF$ şi supr. $FECD$, corespunzător relaţia (41) se poate scrie sub forma :

$$I_R = \int_{\ln(-\Delta T^*) - \Delta t^*}^{\ln(-\Delta T^*)} \left\{ e^{\left[K - \frac{1}{T_r^* + e^x}\right]} - e^{\left[K - \frac{x}{T_r^*}\right]} \right\} dx + \Delta t^* \cdot e^{\left[K - \frac{1}{T_r^*}\right]}. \qquad (42)$$

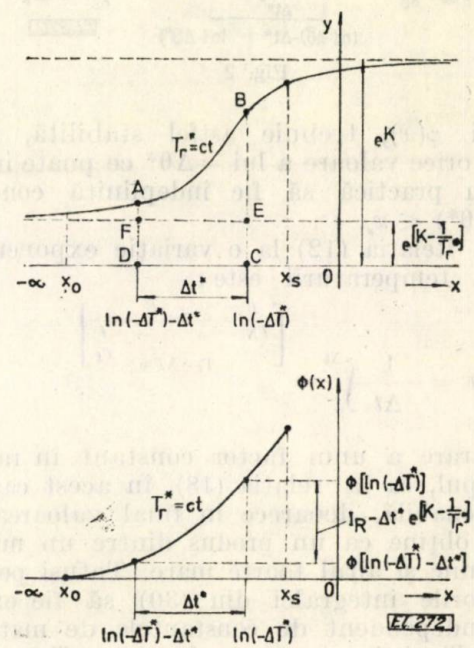


Fig. 4

Integrala din această expresie este diferenţa a două valori ale funcţiei :

$$\Phi(x) = \int_{x_0}^{x} \left\{ e^{\left[K - \frac{1}{T_r^* + e^x}\right]} - e^{\left[K - \frac{1}{T_r^*}\right]} \right\} dx. \qquad (43)$$

Astfel :

$$I_R = \Phi[\ln(-\Delta T^*)] - \Phi[\ln(-\Delta T^*) - \Delta t^*] + \Delta t^* \cdot e^{\left[K - \frac{1}{T_r^*}\right]}. \qquad (44)$$

Reprezentarea grafică a funcţiei $\Phi(x)$ în raport cu x e redată în figura 4 b, unde s-a indicat şi modul cum se obţine valoarea integralei I_R.

Limita arbitrară de integrare x_0 rezultă din precizia, cu care se doreşte să se obţină valoarea integralei I_R. Dacă se admite o eroare de 1% în acest sens, se poate considera că curba lui y se confundă cu asimptota $y = e^{\left[K - \frac{1}{T_r^*}\right]}$ cu alte cuvinte se poate considera $e^{\left[K - \frac{1}{T_r^* + e^x}\right]} - e^{\left[K - \frac{1}{T_r^*}\right]} = 0$ la valori ale lui x sub:

$$x_0 = \ln \frac{T_r^{*2}}{100}. \tag{45}$$

Dacă $e^{\left[K - \frac{1}{T_r^*}\right]}$ în sine are o valoare mică, condiţia exprimată mai sus devine prea severă sub aspectul preciziei calculelor. În acest caz x_0 rezultă din următoarele considerente: Descompunerii funcţiei y într-o componentă constantă şi una variabilă cu temperatura (fig. 4 a) îi corespunde o descompunere a factorului relativ de îmbătrînire termică ρ în două componente corespunzătoare. Pornind de la premisa că se neglijează componenta îmbătrînirii termice corespunzătoare componentei variabile cu temperatura a factorului relativ de îmbătrînire termică, cînd aceasta este sub o valoare minimă ρ_{min} convenţional fixată, se obţine:

$$x_0 = \ln \left\{ \frac{1}{\frac{1}{T_N^*} - \ln\left[\rho_{min} + e^{\left(\frac{1}{T_N^*} - \frac{1}{T_r^*}\right)}\right]} - T_r^* \right\}. \tag{46}$$

Ca urmare, din cele două valori rezultate pentru x_0 din (45) şi (46) se ia în considerare aceea, care este mai mare.

Astfel la $x < x_0$, se consideră $\Phi(x) = 0$.

Valoarea superioară a variabilei (notată cu x_s), pînă la care se reprezintă funcţia $\Phi(x)$ rezultă din valoarea temperaturii maxime la care se poate expune izolaţia considerată la începutul procesului de răcire. Din această condiţie rezultă:

$$x_s = \ln (T_{max}^* - T_r^*). \tag{47}$$

Trebuie remarcat faptul, că în toate cazurile considerate, limitele de integrare indicate pot fi deplasate în sensul lărgirii domeniului, în care se reprezintă funcţiile $f(x)$, $\varphi(x)$, $F(x)$ şi $\Phi(x)$. O restrîngere a domeniului respectiv însă ar putea duce la situaţia, în care, într-un caz concret, valorile ce intervin, să nu se găsească în domeniul pentru care s-au calculat funcţiile sus-arătate.

3. Calculul funcţiilor $f(x)$, $\varphi(x)$ $F(x)$ $\Phi(x)$

Funcţiile $f(x)$, $\varphi(x)$ $F(x)$ şi $\Phi(x)$ se recomandă să se reprezinte separat pentru fiecare categorie de materiale electroizolante, deoarece pentru o anumită categorie de materiale electroizolante constantele θ_N (respectiv T_N), β şi B prezintă o dispersie relativ restrînsă. Astfel, pentru a exemplifica metoda de calcul dezvoltată anterior, se vor calcula cele patru funcţii amintite cu scopul de a fi utilizate la determinarea uzurii termice relative a transformatoarelor. Se vor avea în vedere deci constantele ce caracterizează izolaţia de hîrtie îmbibată cu ulei.

Se admit următoarele valori pentru constante:

a) $\theta_N = 95°C$, adică $T_N = 368°C$, valoare indicată aproape unanim în literatura tehnică, uneori cu abateri relativ mici (astfel CEI recomandă $\theta_N = 98\,°C$);

b) „Regulii celor 8 grade" a lui Montsinger V. M. îi corespunde $\beta = 0{,}086643\,°C^{-1}$. CEI recomandă utilizarea „regulii celor 6 grade", care înseamnă $\beta = 0{,}115524\,°C^{-1}$. Astfel se va considera $\beta = 0{,}086643 \ldots 0{,}115524°C^{-1}$;

c) pentru constanta B se admite domeniul $B = 11500 \ldots 17000\,°K$ pe baza celor prezentate în [12], [13], [14], [9]. Se va avea în vedere cu precădere valoarea de $B = 14573\,°K$ [1], [15], [16];

d) se admite drept temperatură maximă, la care poate ajunge izolaţia transformatoarelor în ulei $\theta_{max} = 140\,°C$, adică $T_{max} = 413°K$, conform indicaţiilor CEI şi a numeroaselor altor lucrări, printre care [13], [14];

De menţionat, că alegerea acestor constante orientează doar în privinţa domeniilor, în care trebuie considerate funcţiile $f(x)$, $\varphi(x)$, $F(x)$ şi $\Phi(x)$. Curbele acestor funcţii, ce se vor prezenta în continuare, se pot utiliza şi la alte valori ale constantelor.

3.1. Funcţia $f(x)$ este reprezentată în figura 5. Limitele de integrare s-au admis ţinînd cont de cele arătate în paragraful 2. 1. 1.. În figura 5 s-a indicat, că la $x < -4,6$, $f(x)$ se calculează cu relaţia $f(x) = (|x| - 4{,}6) + 4{,}0327$, corespunzător relaţiei (24), avînd $f(-4{,}6) = 4{,}0327$. Pe lîngă reprezentarea propriu-zisă a funcţiei $f(x)$, în partea inferioară a diagramei din figura 5 s-au trasat curbe ajutătoare, care permit trecerea de la valoarea lui $\Delta\theta$ la x. Parametrul curbelor ajutătoare este β, aceste curbe avînd ecuaţia $x = \ln(\beta\Delta\theta)$. Astfel curbele lui $f(x)$ sînt general valabile, schimbarea constantei β modifică doar curba ajutătoare. În figura 5 s-au trasat două asemenea curbe ajutătoare, corespunzător valorilor lui β ce rezultă din „regula celor 8 grade" şi din „regula celor 6 grade".

Curba lui $f(x)$ din figura 5 poate fi utilizată numai pînă la anumite valori limită ale tem-

peraturii de regim staționar, care depind de constanta de material β. Această dependență e indicată în figura 5.

3. 2. *Funcția* $\varphi(x)$ *este reprezentată în figura* 6. Limitele de integrare au fost stabilite corespunzător celor arătate în paragraful 2. 1. 2. Referitor la curbele ajutătoare din această figură, sînt valabile cele arătate referitor la curbele ajutătoare din figura 5.

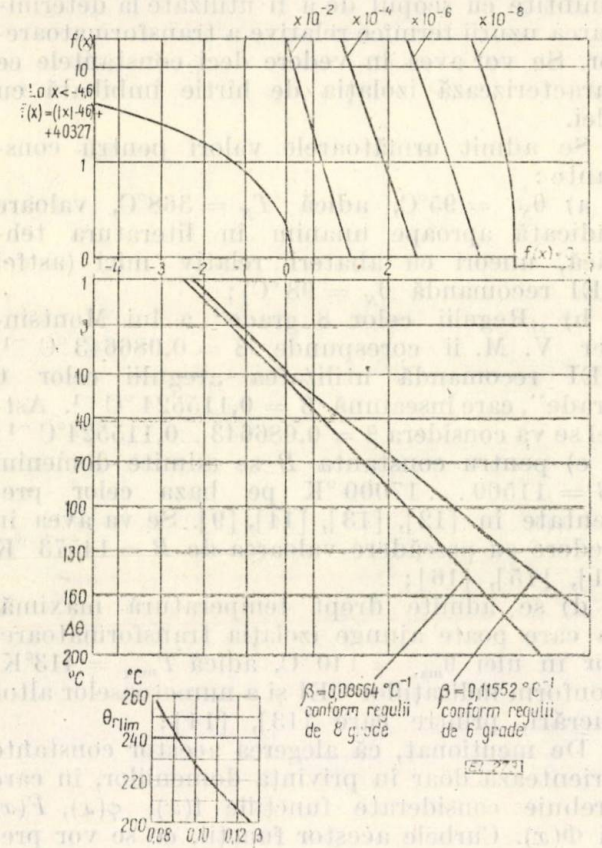


Fig. 5

3. 3. *Funcția* $F(x)$ *este reprezentată în figura* 7. Limitele de integrare s-au admis ținînd cont de cele arătate în paragraful 2. 2. 1. Parametrul acestor curbe este T_r^*. Valorile acestui parametru sînt indicate în figură într-o tabelă anexă. Aceste valori, la $B = 14573$ °K reprezintă valori întregi pentru temperatura de regim staționar θ_r, și anume valori multiplu de 10 grade între 60 °C și 200 °C. Astfel curbele lui $F(x)$ cu parametrul exprimat în T_r^*, sînt general valabile; la modificarea constantei B se schimbă valorile parametrului exprimat în θ_r, avînd $\theta_r = T_r^* \cdot B - 273$. În partea inferioară a diagramei din figura 7 s-a trasat o curbă ajutătoare, care permite trecerea ușoară de la scara lui $\Delta\theta$ la scara lui x, curba fiind valabilă la $B = 14573$ °K. La o altă valoare a constantei de material B, curba ajutătoare se schimbă, ea avînd ecuația $x = \ln\left(\frac{\Delta\theta}{B}\right)$

În figura 7 s-a indicat că curbele $F(x)$ s-au calculat pentru $K = 39{,}6$ care este valoarea raportului $\frac{B}{T_N}$ la $B = 14573°$ K și $T_N = 368°$ K.

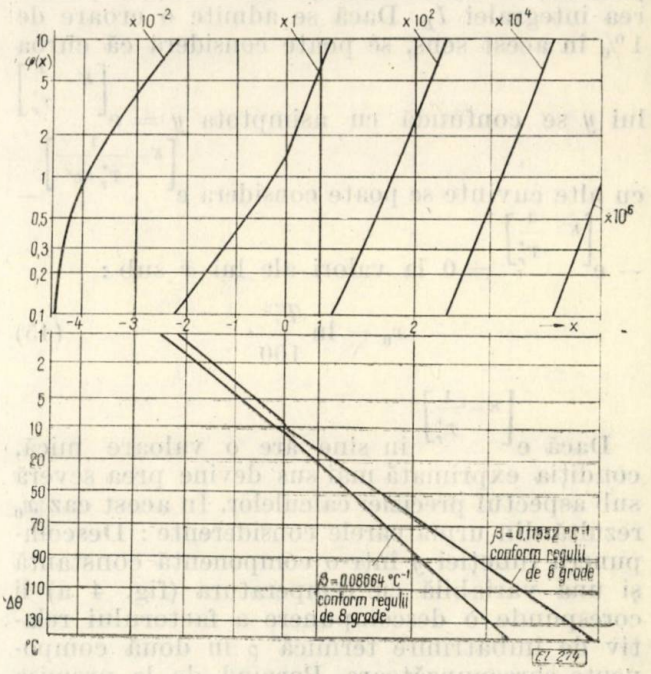


Fig. 6

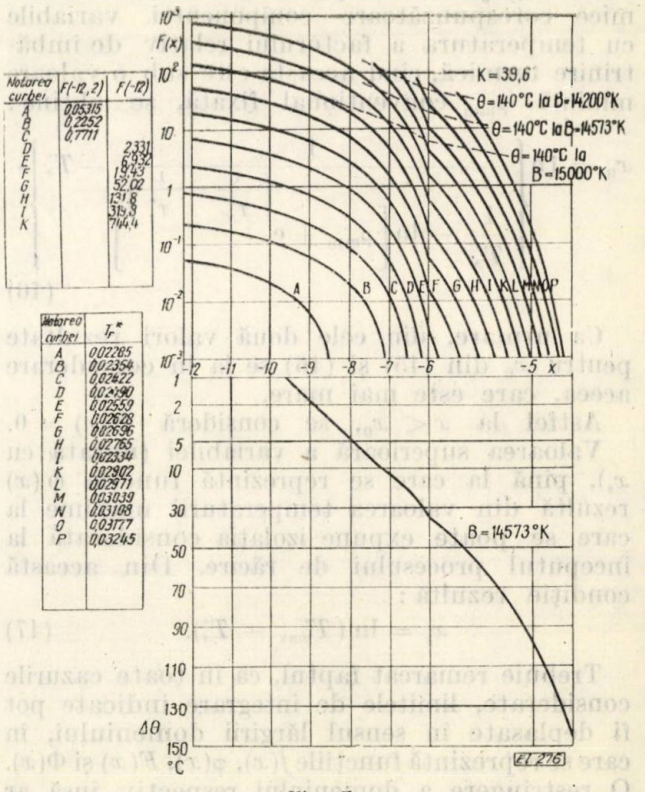


Fig. 7

În această figură, s-au trasat prin linii întrerupte curbele $\theta_{max} = 140°$ C la trei valori ale constantei B. Pentru a putea aplica la

nevoie relația (38), într-o tabelă anexă figurii 7 se indică valorile lui x_i și ale lui $F(x_i)$ corespunzătoare. Aceste valori nu se indică însă pentru curbele $L \ldots P$, deoarece în cazul acestor curbe domeniul lor de reprezentare s-a limitat prin relația (39), cu $\theta_{max} = 140\,°C$.

3. 4. *Funcția $\Phi(x)$ este reprezentată în figura 8* Limitele de integrare s-au admis conform celor arătate în paragraful 2. 2. 2.

Valorile parametrului T_r^* sînt indicate în tabela anexă din figură. Aceste valori corespund unor valori întregi ale temperaturii de regim staționar θ_r, multiplu de 10 grade între 0°C și 140 °C. Referitor la valabilitatea curbelor $\Phi(x)$ și referitor la curbele ajutătoare, sînt

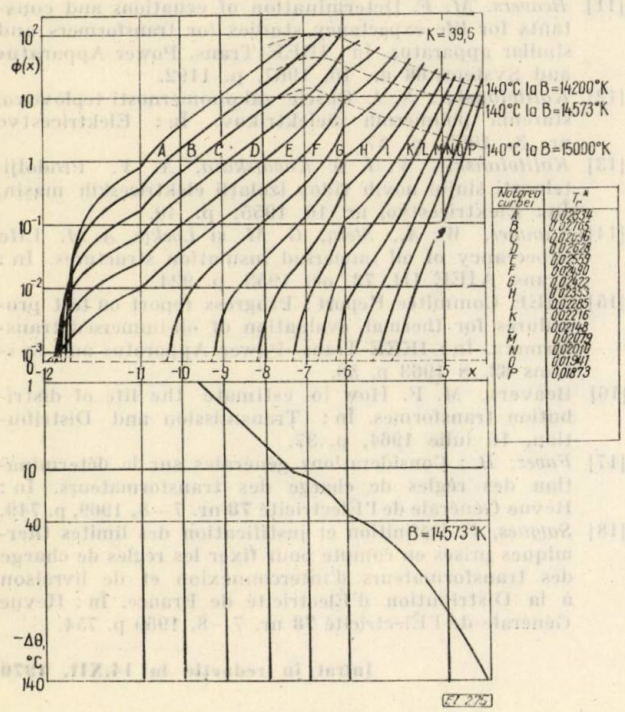


Fig. 8

valabile cele spuse la prezentarea figurii 7. Ecuația curbelor ajutătoare este $x = \ln\left(\frac{-\Delta\theta}{B}\right)$.

Curbele au fost calculate cu $K = 39{,}6$.

4. Exemple de calcul

4.1. Se cere determinarea uzurii relative a izolației unui transformator, pe baza legii de durată de viață dată de relația (1) în următoarele condiții: temperatura inițială 78 °C; temperatura de regim staționar, spre care tinde procesul termic 110°C ; durata încălzirii 2,25 ore; constanta de timp a procesului termic 1,5 ore.

Se admit: $\theta_N = 95\,°C$ și $\beta = 0{,}086643°\ C^{-1}$.

Din datele problemei rezultă $\Delta\theta = 110 - 78 = 32°C$. Corespunzător, din figura 5 (folosind curba ajutătoare pentru $\beta = 0{,}086643°\ C,^{-1}$) se obține $x_1 = 1{,}02$ și $f\ (1{,}02) = 0{,}01745$.

Din datele problemei $\Delta t^* = \frac{2{,}25}{1{,}5} = 1{,}5$. Astfel $x_1 - \Delta t^* = 1{,}02 - 1{,}5 = -0{,}48$. Din figura 5 se citește $f(-0{,}48) = 0{,}4376$.

Conform relațiilor (19) și (23):

$$u = \frac{e^{0{,}086643(110-95)}}{1{,}5}(0{,}4376 - 0{,}01745) = 1{,}03\,.$$

De remarcat, că prin figura 5 se poate stabili simplu și valoarea temperaturii la sfîrșitul perioadei considerate. Astfel lui $x_2 = -0{,}48$ îi corespunde $\Delta\theta = 7\,°C$, ceea ce înseamnă $\theta_f = 110 - 7 = 103\,°C$.

4. 2. Se cere determinarea uzurii relative a izolației unui transformator pe baza legii de durată de viață dată de relația (2), în următoarele condiții: temperatura inițială 95°C; temperatura de regim staționar, spre care tinde procesul termic 120°C; durata încălzirii 8,4 ore; constanta de timp a procesului termic 1,2 ore.

Se admit $\theta_N = 95°C$, deci $T_N = 368\,°K$ și $B = 14573°K$.

Din datele problemei rezultă $\Delta\theta = 120 - 95 = 25\,°C$. Corespunzător, din figura 7 se obține $x_1 = -6{,}37$, iar din curba G (care la $B = 14573\,°K$ îi corespunde lui $\theta_r = 120\,°C$) se citește $F(-6{,}37) = 0{,}278$.

Din datele problemei $\Delta t^* = \frac{8{,}4}{1{,}2} = 7$. Astfel $x_1 - \Delta t^* = -6{,}37 - 7 = -13{,}37$. Această abscisă neexistînd în diagrama din figura 6, $F\ (-13{,}37)$ se determină cu relația (38), folosind indicațiile din tabela suplimentară din figura 7:

$$F(-13{,}37) = (-11{,}8 + 13{,}37)e^{39{,}6 - \frac{1}{0{,}02628}} + 49{,}56 \cong 69.$$

Conform relațiilor (31) și (35)

$$u = \frac{e^{\circ}}{7}(69 - 0{,}78) = 9{,}8\,.$$

4. 3. Se cere determinarea uzurii relative a izolației unui transformator pe baza legii de durată de viață dată de relația (2), în următoarele condiții: temperatura inițială 130°C; temperatura de regim staționar spre care tinde procesul termic 70 °C; durata procesului termic 5 ore; constanta de timp a procesului termic 2 ore.

Se admit $\theta_N = 95\,°C$, deci $T_N = 368\,°K$ și $B = 14573\,°K$.

Din datele problemei rezultă $\Delta\theta = 70 - 130 = -60°C$ (procesul este de răcire). Corespunzător, din figura 8 se obține $x_1 = -5{,}49$, iar din curba H (care la $B = 14573\,°K$ îi corespunde lui $\theta_r = 70\,°C$) se citește $\Phi\ (-5{,}49) = 6{,}98$.

Din datele problemei $\Delta t^* = \frac{5}{2} = 2{,}5$. Astfel $x_1 - \Delta t^* = -5{,}49 - 2{,}5 = -7{,}99$, pentru care din figura 8 se citește $\Phi(-7{,}99) = 0{,}03$.

Conform relațiilor (31) și (44):

$$u = \frac{e^{\circ}}{2{,}5}[6{,}98 - 0{,}03 + 2{,}5\ e^{(39{,}6 - 42{,}486)}] = 2{,}84.$$

Figura 7 permite determinarea ușoară și a temperaturii la sfîrșitul perioadei considerate. Astfel lui $x_2 = -7{,}99$ îi corespunde $-\Delta\theta = 5°C$ ceea ce înseamnă $\theta_f = 70 + 5 = 75\,°C$.

5- Concluzii

Metoda de calcul expusă permite determinarea îmbătrînirii termice relative a materialelor electroizolante la o variație exponențială a temperaturii și în cazul cînd la sfîrșitul perioadei considerate nu se ajunge la regim termic staționar. Calculul se poate efectua, avînd la bază oricare din cele două legi de durată de viață indicată în lucrare. Calculul se execută cu ajutorul unor curae, respectiv familii de curbe prezentate în lucrare. Acest

curbe fac legături între mărimi relative convenabil alese, astfel ele sînt utilizabile la orice valori ale constantelor de material.

Cum rezultă din exemplele de calcul, calculele sînt simple.

Curbele stabilite permit și determinarea ușoară a temperaturii la sfîrșitul procesului termic considerat.

Astfel articolul de față aduce completări esențiale la metodele cunoscute de determinare a uzurii termice a materialelor electroizolante, permițînd să se efectueze calculele în acest sens la orice gen de încărcare a mașinilor și aparatelor electrice, deoarece din punctul de vedere al regimului termic al acestora totdeauna se pot delimita intervale de timp, în care temperatura fie că e constantă, fie că variază liniar, fie că variază exponențial. Trebuie subliniat faptul, că la sarcină variabilă a mașinilor și aparatelor electrice rol preponderent îl joacă variațiile exponențiale ale temperaturii, la care se expun materialele electroizolante din ele, ceea ce scoate în evidență importanța celor prezentate în acest articol.

Bibliografie

[1] *Craghead, D. O.* și *Erskine W. A.* Determination of thermal life expectancy of overhaed distribution transformers. În: IEEE Trans. Power Apparatus and Systems **86** nr. 9, 1967 p. 1066.

[2] *Montsinger, V. M.* Loading transformer by temperature. În: Trans. AIEE **49**. 1930, p. 776.

[3] *Büssing, W.* Beiträge zum Lebensdauergesetz elektrischer Maschinen. În: Arch. Elektrotechnik **36** 1942, p. 333.

[4] *Dakin, T. W.* Electrical insulation deterioration treated as a chemical rate phenomenon. În: Trans. AIEE 65, part. I, 1948, p. 113.

[5] *Malmlöw, G.*: Thermal aging properties of cellulose insolation materials. În: Acta Politechnica Stockholm 2, nr. 2, 1949,

[6] *Frentz, H. I.* Zur Berechnung der Lebensdauer elektrischer Izolierstoffe bei konstanten und veränderlichen Alterungstemperaturen. În: ETZ-a, **78** nr. 4 1957, p. 156.

[7] *Frentz, H. I.* Ein Berechnungsschema für die Lebensdauer elektrischer Izolierstoffe bei Beanspruchung durch periodische Temperaturspiele — E. u. M. **75**. nr. 7. 1958, p. 485.

[8] *Stumpp, E.* Lebensdauerprognosen auf Grund der neuen Erkenntnisse über die Temperaturschwankungen in Elektromaschinenwicklungen bei periodisch schwankender Strombelastung. În: Elektrie, nr. 7, 1966, p. 292.

[9] *Rood, R. E.* A method for estimating the thermal life expectancy of distribution transformers. În: IEEE Trans. Power Apparatus and Systems nr. 69, 1963 p. 1015.

[10] *Heinrich, I.* Mărirea gradului de precizie la evaluarea uzurii unui transformator. În: Bul. I. S. P. E. (X) nr. 3, 1967, p. 59.

[11] *Beavers. M. F.* Determination of ecuations and constants for life expectancy studies for transformers and similar apparatus. În: IEEE Trans. Power Apparatus and Systems **86** nr. 10, 1967, p. 1192.

[12] *Kalitvianskii, N. I.* Obșcie zakonomernosti teplovovo, starenia polimernih dielektrikov. În: Elektricestvo nr. 3, 1955, p. 57.

[13] *Kalitvianskii, V. I.* și *Kovalskaia, A. V.* Prodoljitelnosti slujbî novîh vidov izolații elektriceskih mașin. În: Elektricestvo, nr. 10 1955, p. 40.

[14] *Summer, W. A., Stein, G. M.* și *Lockie, A. M.* Life expectancy of oil immersed insulation structures. În: Trans. AIEE III, **72**. oct 1953. p. 924.

[15] AIEE Commitee Report; Progress report on test procedures for thermal evaluation of oil-immersed transformers. În: IEEE Trans. Power Apparatus and Systems **82**. S 1963 p. 58.

[16] Beavers, M. F. How to estimate the life of distribution transformes. În: Transmission and Distribution, 16 iulie 1964, p. 37.

[17] *Favez, B.*: Considerations générales sur la détermination des règles de charge des transformateurs. În: Revue Générale de l'Électricité **78** nr. 7—8, 1969, p. 749.

[18] *Salgues, F.* Définition et justification des limites thermiques prises en compte pour fixer les règles de charge des transformateurs d'interconnexion et de livraison à la Distribution d'Électricité de France. În: Revue Générale de l'Électricité **78** nr. 7—8, 1969 p. 754.

Intrat în redacție la 14.XII. 1970

Contribuție cu privire la aplicarea ecuației mișcării în calculul acționărilor electrice

EUGEN SERACIN și ȘTEFAN BARTZER* — Timișoara

CZ 621.34.001.24:531.781

1. Punerea problemei

Ecuația mișcării se folosește în mod curent la calculul proceselor tranzitorii în acționările electrice. Ca urmare, este importantă cunoașterea modului în care se aplică ecuația mișcării în scopul obținerii unor rezultate cît mai corecte.

Ecuația mișcării este:

$$M - M_s = \theta \frac{d\Omega}{dt}, \qquad (1)$$

unde M este cuplul dezvoltat de motor, M_s — cuplul static rezistent, θ — momentul de inerție echivalent și Ω — viteza unghiulară, toate raportate la arborele motorului, iar t este timpul. Cuplul dinamic este:

$$M_d = \theta \frac{d\Omega}{dt} \cdot \qquad (2)$$

Cuplul M poate fi un cuplu la arbore, M_a, sau un cuplu electromagnetic, M_g; acestora le corespund cuplurile M_{sa}, respectiv M_{sg}. Diferența $M_{sg} - M_{sa} = M_{sp}$ este cuplul datorită pierderilor mecanice din motor și unei părți a pier-

* Dr. ing. *E. Seracin* este profesor și ing. *Șt. Bartzer* este șef de lucrări la Institutul politehnic din Timișoara.

derilor în fier. Pentru rezolvarea ecuației (1) este necesară cunoașterea diagramei de variație a cuplului M_s și a ecuației caracteristicii mecanice $\Omega = f(M)$ a motorului electric.

În funcție de natura cuplurilor se pot distinge mai multe metode de aplicare a ecuației (1) și anume :

— *metode exacte*

I. se lucrează cu $M = M_g$ și $M_s = M_{sg}$,

II. se lucrează cu $M = M_a$ și $M_s = M_{sa}$;

— *metode aproximative*

III. se lucrează cu $M = M_g$ și $M_s = M_{sa}$,

IV. se lucrează cu $M = M_{ga}$ și $M_s = M_{sa}$, cînd la stabilirea pentru un anumit motor a legăturii $\Omega = f(M)$, valabile pentru cupluri electromagnetice, din lipsă de date suficiente de catalog se folosește valoarea cuplului nominal la arbore M_{aN} și nu cea a cuplului nominal electromagnetic M_{gN}; rezultă valori $M_{ga} \neq M_g \neq M_a$.

Utilizarea la proiectarea acționărilor electrice a metodelor exacte *I* și *II* întîmpină dificultăți deoarece : a) se poate determina numai diagrama de variație a cuplului static la arbore, M_{sa}; b) pentru caracteristica $\Omega = f(M)$ relațiile matematice cunoscute sînt valabile numai pentru cupluri electromagnetice. De aceea la rezolvarea ecuației (1) se utilizează de obicei metodele aproximative *III* și *IV*.

Metodele *III* și *IV* nefiind riguroase din punct de vedere matematic, deoarece mărimile înlocuite în ecuația (1) nu sînt corespondente, se pune problema : ce rezultate se obțin comparativ cu metodele exacte *I* și *II* ? Acesta este scopul lucrării de față.

2. Studiu comparativ asupra metodelor de aplicare a ecuației mișcării

Se compară metoda *III* cu metoda *I*, pentru care ecuația (1) devine :

$$M_{g\,III} - M_{sa} = M_{d\,III}, \tag{3}$$

respectiv

$$M_{g_I} - M_{sg} = M_{d_I}. \tag{4}$$

Deși regimul de lucru este același pentru acționarea considerată, totuși ecuațiile (3) și (4) apar ca și cum ar corespunde la două cazuri de încărcare diferite, caracterizate prin cuplurile statice M_{sa} și M_{sg}. Ca urmare cuplurile dezvoltate de motor vor fi diferite, $M_{g_{III}}$, respectiv M_{g_I} și în general — în funcție de forma caracteristicii mecanice a motorului — și accelerațiile $\left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_{III}$, respectiv $\left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_I$ vor fi diferite. Accelerațiile fiind diferite, rezultă că și alura de variație în timp, la un moment dat, a cuplurilor va fi diferită. Totodată, calculînd cu încărcări medii diferite, și vitezele medii vor diferi în cazurile *I* și *III*; rezultă că durata ciclului în care se realizează procesul tehnologic dat, va fi diferită în cazul *III* față de cea reală corespunzătoare cazului exact *I*.

Trebuie menționat că în literatura de specialitate nu se iau în considerare diferențele arătate mai sus.

Pentru o tratare matematică mai intuitivă a analizei comparative propuse, în prima ipoteză se consideră aceeași durată a ciclului, respectiv aceeași variație în timp a cuplului static, ceea ce permite scăderea expresiei (3) din (4) obținîndu-se :

$$(M_{g_I} - M_{g_{III}}) - M_{sp} = \theta\left[\left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_I - \left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_{III}\right]. \tag{5}$$

Pot avea loc situațiile următoare :

a) $$\left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_{III} = \left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_I,$$

ceea ce corespunde unei caracteristici $\Omega = f(M_g)$ liniare; aceasta deoarece se demonstrează [1] că, dacă caracteristica mecanică a motorului este liniară, dacă $M_{sg} = M_{sa} + M_{sp}$ și dacă $M_{sp} = \text{const.}$, atunci între soluțiile $M_{g_{III}} = f_{III}(t)$ și $M_{g_I} = f_I(t)$ ale ecuațiilor (3), respectiv (4), există legătura $M_{g_I} = M_{g_{III}} + M_{sp}$;

b) $$\left|\left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_{III}\right| < \left|\left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_I\right|,$$

ceea ce corespunde unei caracteristici $\Omega = f(M_g)$ de forma din figura 1, cadranul A, la funcționarea în regim de motor și de forma din figura 2, cadranul *B*, la funcționarea în regim de frînă. În ambele cazuri caracteristica este mai rigidă în zona de variație a cuplului $M_{g_{III}}$ decît în zona de variație a cuplului M_{g_I}.

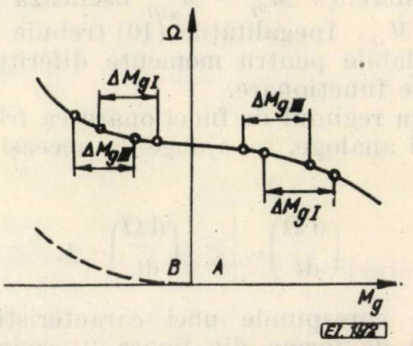


Fig. 1. Explicativă la studiul influenței formei caracteristicii motorului asupra variației în timp a cuplului, Cazul b.

Considerînd în continuare $\Omega > 0$, în funcție de sensul de variație al vitezei, se deosebesc următoarele cazuri pentru regimul de funcționare ca motor :

$\alpha)$ $d\Omega/dt > 0$,

pentru care rezultă

$$\left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_I - \left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_{III} > 0, \quad (6)$$

iar din relațiile (5) și (6) se obține:

$$M_{g_I} - M_{g_{III}} > M_{sp}; \quad (7)$$

$$\beta)\ d\Omega/dt < 0,$$

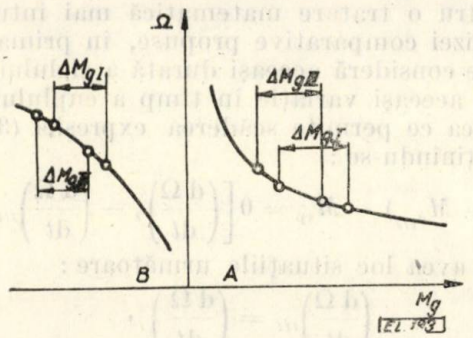


Fig. 2. Explicativă la studiul influenței formei caracteristicii motorului asupra variației în timp a cuplului. Cazul c.

pentru care rezultă

$$\left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_I - \left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_{III} < 0, \quad (8)$$

respectiv din (5) și (8)

$$M_{g_I} - M_{g_{III}} < M_{sp}. \quad (9)$$

Din inegalitățile (7) și (9) rezultă că:

$$M_{g_I} - M_{g_{III}} \gtrless M_{sp}, \quad (10)$$

adică diferența $M_{g_I} - M_{g_{III}}$ oscilează în jurul valorii M_{sp}. Inegalitățile (10) trebuie considerate valabile pentru momente diferite ale ciclului de funcționare.

Pentru regimul de funcționare ca frînă, prin deducții analoge, se ajunge la aceeași concluzie;

$$c)\quad \left|\left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_{III}\right| > \left|\left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_I\right|,$$

ceea ce corespunde unei caracteristici $\Omega = f(M_g)$ de forma din figura 2, cadranul A, la funcționarea în regim de motor și de forma din figura 1, cadranul *B*, la funcționarea în regim de frînă. În ambele cazuri caracteristica este mai rigidă în zona de variație a cuplului M_{g_I}, decît în zona de variație a cuplului $M_{g_{III}}$.

Repetînd raționamentul de la punctul b), se ajunge tot la concluzia exprimată prin relația (10).

Concluzia de mai sus se referă la valorile momentane, oferind posibilitatea găsirii unor legături cantitative. Pentru a face o apreciere cantitativă a diferenței dintre diagramele de sarcină $M_{g_I} = f_I(t)$ și $M_{g_{III}} = f_{III}(t)$ în continuare se calculează diferența valorilor medii ale cuplurilor, adică $M_{gm_I} - M_{gm_{III}}$.

În acest scop se scrie relația (5) sub forma:

$$(M_{g_I} - M_{g_{III}})\,dt - M_{sp}\,dt = 0\,(d\Omega_I - d\Omega_{III}).$$

Dacă fenomenele se repetă ciclic și s-a ajuns în regimul cvasistaționar, atunci între vitezele unghiulare inițiale $\Omega_{i_{III}}$ și Ω_{i_I} și cele finale $\Omega_{f_{III}}$ și Ω_{f_I} ale unui ciclu există legătura $\Omega_{f_{III}} = \Omega_{i_{III}}$ și $\Omega_{f_I} = \Omega_{i_I}$. Rezultă, notînd cu t_f durata ciclului:

$$\int_0^{t_f}(M_{g_I} - M_{g_{III}})\,dt - \int_0^{t_f} M_{sp}\,dt = 0\int_{\Omega i_I}^{\Omega f_I} d\Omega_I - 0\int_{\Omega i_{III}}^{\Omega f_{III}} d\Omega_{III},$$

sau:

$$M_{gm_I} - M_{gm_{III}} = M_{sp}. \quad (11)$$

Dacă, mai exact, ciclurile de calcul sînt considerate inegale, t_{fI} fiind mai mare decît t_{fIII}, deoarece viteza medie Ω_{m_I} este mai mică decît viteza medie $\Omega_{m_{III}}$, atunci nu se mai poate deduce relația (5). Integrînd în acest caz relațiile (3) și (4), rezultă:

$$\int_0^{t_{fIII}} M_{g_{III}}\,dt - \int_0^{t_{fIII}} M_{sa}\,dt = 0\int_{\Omega i_{III}}^{\Omega f_{III}} d\Omega;$$

$$\int_0^{t_{fI}} M_{g_I}\,dt - \int_0^{t_{fI}} M_{sa}\,dt - \int_0^{t_{fI}} M_{sp}\,dt = 0\int_{\Omega i_I}^{\Omega f_I} d\Omega,$$

sau după împărțirea cu $t_{f_{III}}$, respectiv t_{fI}:

$$M_{gm_{III}} - M_{sam_{III}} = 0; \quad (12)$$

$$M_{gm_I} - M_{sam_I} - M_{sp} = 0. \quad (13)$$

Considerînd că în ciclurile de durată diferită cuplul static variază la fel în funcție de durata relativă a timpului

$$t_{r_{III}} = \frac{t}{t_{f_{III}}}, \text{ respectiv } t_{r_I} = \frac{t}{t_{r_I}},$$

rezultă că valorile medii

$$M_{sam_{III}} = \frac{1}{t_{f_{III}}}\int_0^{t_{fIII}} M_{sa}\,dt = \int_0^1 M_{sa}\,dt_{r_{III}} \text{ și}$$

$$M_{sam_I} = \frac{1}{t_{f_I}}\int_0^{t_{fI}} M_{sa}\,dt = \int_0^1 M_{sa}\,dt_{r_I}$$

vor fi egale. Final, din relațiile de mai sus și (12) și (13) se obține tot relația (11).

Faptul că M_{sp} este mic, arată că întreaga oscilație a punctului de funcționare pe caracteristica $\Omega = f(M_g)$ este deplasată cu puțin

în cazul *I* față de cazul *III*. Rezultă că forma celor două părți din caracteristica $\Omega = f(M_g)$ pe care oscilează cuplul $M_{g_{III}}$, respectiv M_{g_I} este asemănătoare, deci și variațiile $M_{gI} = f_I(t)$ și $M_{g_{III}} = f_{III}(t)$ vor fi apropiate ca formă. Pe baza acestei observații, cît și a relațiilor (10) și (11), rezultă că dacă $M_{sg} = M_{sa} + M_{sp}$, atunci și pentru cazul general prezentat la subpunctele b și c, se poate scrie cu aproximație legătura $M_{g_I} = M_{g_{III}} + M_{sp}$, dedusă exact în cazul a.

Rezultă concluzia importantă că modul neriguros în care este aplicată ecuația mișcării în cazul metodei *III*, conduce după rezolvare la o valoare a cuplului mai mică cu M_{sp} decît a cuplului electromagnetic real. Ca urmare se obține o diagramă $M_{g_{III}} = f_{III}(t)$ foarte apropiată valoric de a cuplului real la arbore, $M_{a_{II}} = f_{II}(t)$. Aceeași concluzie se aplică și pentru cuplul echivalent:

$$M_{ge_{III}} = \sqrt{\frac{1}{t_{f_{III}}} \int_0^{t_{f_{III}}} M_{g_{III}}^2 \, dt},$$

care poate fi considerat cu o mică aproximație egal cu cuplul echivalent la arbore $M_{a_{eII}}$ calculat cu durata reală a ciclului. Deci, la alegerea motorului de acționare, $M_{g_{eIII}}$ se compară mai corect cu cuplul nominal la arbore, M_{aN}, adică $M_{ge_{III}} \leqslant M_{aN}$, și nu cu cuplul nominal electromagnetic M_{gN}, cu care se compară $M_{ge_I} \leqslant M_{gN}$.

În unele cazuri nu se poate calcula cuplul electromagnetic nominal M_{gN} din lipsă de date, pe cînd cuplul la arbore M_{aN} se poate calcula cunoscînd puterea și turația nominală. De aceea, în mod aproximativ, deseori în practica de proiectare se introduce valoarea cuplului M_{aN} în relația generală $\Omega = f(M_g)$ spre a afla ecuația caracteristicii mecanice pentru un caz concret. Rezultă o caracteristică $\Omega = f(M_{ga})$, amintită în § 1, metoda *IV*, care în jurul sarcinii nominale este mai apropiată de caracteristica $\Omega = f(M_a)$ decît de caracteristica cuplului electromagnetic. Deci, cu atît mai mult este valabilă concluzia de mai sus, adică, folosind caracteristica $\Omega = f(M_{ga})$ în ecuația mișcării scrisă sub forma

$$M_{ga_{IV}} - M_{sa} = M_{d_{IV}}, \qquad (14)$$

rezultă o diagramă $M_{ga_{IV}} = f_{IV}(t)$ foarte apropiată valoric de a cuplului la arbore $M_{a_{II}} = f_{II}(t)$. Concluzia se extinde și asupra cuplului echivalent $M_{gae_{IV}}$, care rezultă foarte apropiat de $M_{ae_{II}}$; deci la alegerea datelor motorului de acționare cuplul $M_{gae_{IV}}$ se va compara cu M_{aN}.

Studiul prezentat mai sus s-a verificat valoric prin cîteva exemple de calcul, rezultatele prezentîndu-se la punctul 3.

3. Exemplificare numerică

S-a ales cazul unui foarfece cu diagrama cuplului static raportată la arborele motorului $M_{sa} = f_a(t)$ arătată în figura 3 a. Pentru acționare s-a calculat că este necesar un motor

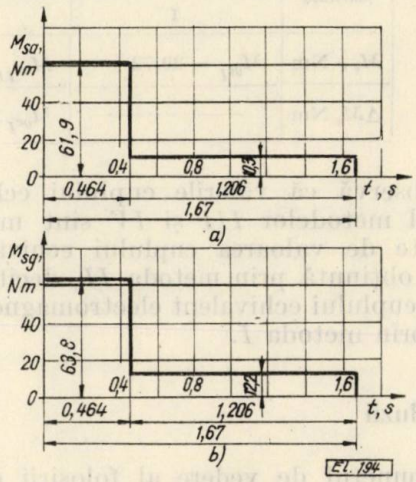


Fig. 3. Diagrame de sarcină:
a) $M_{sa} = f(t)$; b) $M_{sg} = f(t)$.

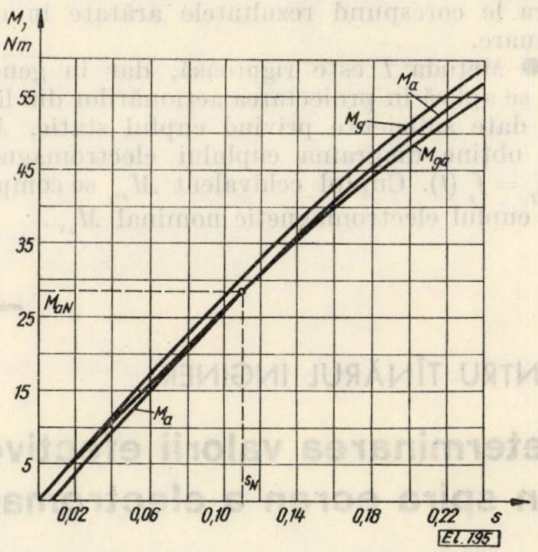


Fig. 4. Caracteristicile mecanice ale motorului asincron din exemplul numeric.

asincron cu $P_{aN} = 4$ kW, $\Omega_1 = 157$ rad/s, $S_N = 0{,}11$ și $\lambda = M_{gk}/M_{gN} = 2{,}7$, la care $M_{sp} = 1{,}9$ Nm.

S-au calculat: $\theta = 0{,}45$ kgm², $M_{aN} = 28{,}6$ Nm, $M_{gN} = 30{,}5$ Nm, $M_{gk} = 82{,}4$ Nm, caracteristicile $M_g = f_g(s)$, $M_a = f_a(s)$ și $M_{ga} = f_{ga}(s)$ reprezentate în figura 4 și diagrama $M_{sg} = f(t)$ reprezentată în figura 3 b.

Pe baza acestor date și curbe s-au calculat cu ajutorul ecuației mișcării diagramele $M_{g_I} = f_I(t)$, $M_{a_{II}} = f_{II}(t)$, $M_{g_{III}} = f_{III}(t)$ și $M_{ga_{IV}} = f_{IV}(t)$ corespunzătoare celor patru metode

arătate în § 1. Final din aceste diagrame s-au calculat cuplurile echivalente şi abaterea lor faţă de cazul metodei *I* arătate în tabela 1.

Tabela 1

Mărimea	Metoda			
	I	II	III	IV
M_e, Nm	$M_{ge_I} = 29{,}72$	$M_{ae_{II}} = 28{,}00$	$M_{ge_{III}} = 28{,}07$	$M_{gae_{IV}} = 27{,}80$
ΔM_e Nm	———	$M_{ge_I} - M_{ae_{II}} = 1{,}72$	$M_{ge_I} - M_{ge_{III}} = 1{,}65$	$M_{ge_I} - M_{gae_{IV}} = 1{,}92$

Se observă că valorile cuplului echivalent în cazul metodelor *III* şi *IV* sînt mult mai apropiate de valoarea cuplului echivalent la arbore, obţinută prin metoda *II*, decît de valoarea cuplului echivalent electromagnetic, obţinută prin metoda *I*.

4. Concluzii

Din punctul de vedere al folosirii cuplului electromagnetic sau la arbore există patru metode de aplicare a ecuaţiei mişcării, prezentate în § 1 şi notate cu *I*, *II*, *III*, *IV*, cărora le corespund rezultatele arătate în continuare.

● Metoda *I* este riguroasă, dar în general nu se aplică în proiectarea acţionărilor din lipsă de date suficiente privind cuplul static, M_{sq}. Se obţine diagrama cuplului electromagnetic $M_{g_I} = f_I(t)$. Cuplul echivalent M_{ge_I} se compară cu cuplul electromagnetic nominal M_{gN}.

● Metoda *II* este riguroasă dar în general nu se aplică din lipsă de date suficiente privind cuplul motorului M_a. Se obţine diagrama cuplului la arbore $M_{a_{II}} = f_{II}(t)$. Cuplul echivalent $M_{ae_{II}}$ se compară cu cuplul la arbore nominal M_{aN}.

● Metoda *III* nu este riguroasă, însă se foloseşte de obicei, avînd date suficiente. Se obţine o diagramă $M_{g_{III}} = f_{III}(t)$ apropiată de a cuplului la arbore. Cuplul echivalent $M_{ge_{III}}$ se compară cu cuplul la arbore nominal M_{aN}.

● Metoda *IV* nu este riguroasă, însă se foloseşte deseori şi anume atunci cînd nu se dispune de date suficiente privind cuplul motorului. Se obţine o diagramă de variaţie a cuplului $M_{gaIV} = f_{IV}(t)$ apropiată de a cuplului la arbore. Cuplul echivalent $M_{gae_{IV}}$ se compară cu cuplul M_{aN}.

Bibliografie

[1] Braşovan, M. şi Seracin E., Metode noi de proiectare a acţionărilor electrice. Bucureşti, Editura Academiei RSR, 1968.

Intrat în redacţie la 14.X.1970

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Determinarea valorii efective a curentului nesinusoidal din spira ecran a electromagneţilor monofazaţi

PAUL DINCULESCU * — Bucureşti

CZ 621.318.2.02

1. Punerea problemei

În cazul în care se ţine seama de reluctanţa fierului în porţiunea neecranată a polului unui electromagnet de curent alternativ monofazat, se obţine, atît din calculele efectuate pe calculatorul analogic [1] cît şi din determinările experimentale, o variaţie nesinusoidală, în decursul unei perioade a curentului ce străbate spira ecran (fig. 1). Pentru a aprecia puterea disipată în spiră, necesară la calculul încălzirii acesteia, este necesar să se cunoască valoarea efectivă a curentului.

După cum este cunoscut, valoarea efectivă a mărimii periodice $i(t)$ este dată de relaţia:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2\,dt}. \qquad (1)$$

Dacă problema se rezolvă pe un calculator analogic, este posibil ca schema de calcul să conţină o ramură care să permită determinarea directă a valorii medii pătratice în decurs de

* Ing. *P. Dinculescu* este asistent la Facultatea Electrotehnică din Institutul politehnic — Bucureşti.

o perioadă a puterii dezvoltate în spiră $P = R_2 I_2^2$ [2]. În acest scop, în punctul din schemă în care se obține curentul i_2 (fig. 2) se conectează un cuadrator, la ieșirea căruia rezultă

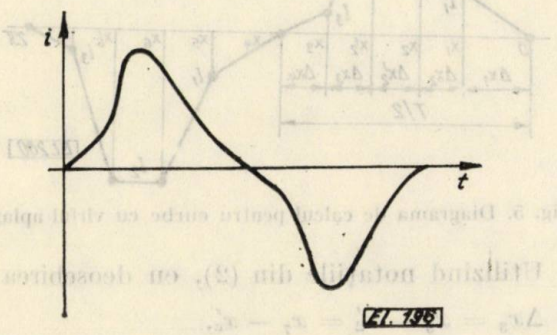


Fig. 1. Variația în timp a curentului din spira ecran.

pătratul curentului. Mărimea astfel obținută este condusă la intrarea unui integrator unde, prin rezistența de intrare a acestuia, se realizează produsul $R_2 i_2^2$, adică puterea instantanee dezvoltată în spiră. Dacă la intrarea aceluiași integrator se conectează o tensiune u reglabilă și de semn contrar cu mărimea $R_2 i_2^2$, conectată la cealaltă intrare, și se reglează această tensiune astfel încît mărimea de ieșire a integratorului să fie constantă, valoarea corespunzătoare a tensiunii va fi egală cu puterea efectivă disipată în spira ecran.

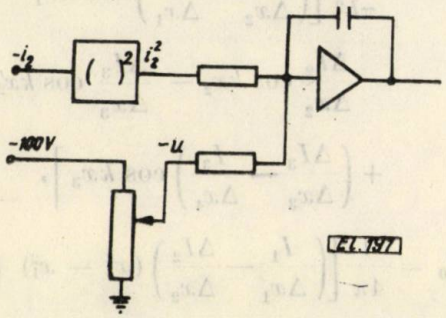


Fig. 2. Determinarea valorii efective a curentului din spiră la modelarea pe un calculator analogic.

În cazul cînd calculatorul analogic nu dispune de un cuadrator în plus (cazul calculatoarelor cu număr redus de amplificatoare) sau cînd curba $i\,(t)$ este obținută experimental, valoarea efectivă a curentului din spiră trebuie determinată fie pe cale grafică, fie folosind o aproximare convenabilă a curbei respective.

2. Determinarea grafică a valorii efective a curentului [3]

Metoda introduce erori mari deoarece, pe lîngă erorile de determinare a ordonatelor și absciselor corespunzătoare, apar erori în construcția vectorilor (erori de lungime și erori de unghi), în construcția curbei polare și la evaluarea ariei închise de curbă. Determinarea ariei necesită, de regulă, un planimetru.

3. Determinarea valorii efective a curentului folosind aproximarea curbei reprezentative

Din figura 1 rezultă că se poate obține o aproximare satisfăcătoare a curbei curentului din spiră, printr-un contur poligonal. După cum vîrful curbei este mai ascuțit sau mai aplatisat, conturul poligonal capătă una din formele reprezentate în figura 3.

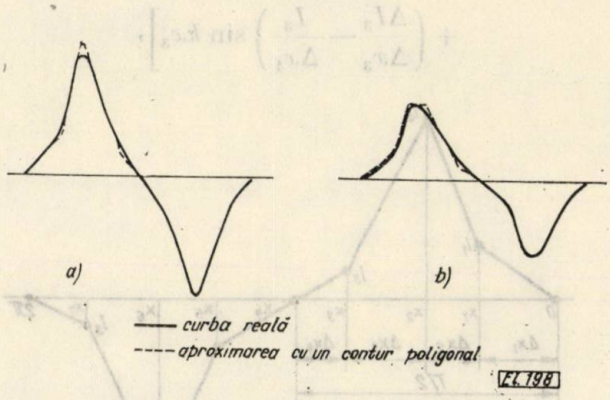


Fig. 3. Aproximarea curbei curentului printr-un contur poligonal.

În acest caz, pentru calculul valorii efective, este posibil să se facă apel fie la descompunerea în armonici a curbei reprezentate prin conturul poligonal, fie la însăși relația de definiție (1) a valorii efective.

Determinarea valorii efective a curentului prin metoda analizei armonice

Întrucît, în urma aproximării de mai sus, curba de variație a curentului reprezintă o undă periodică nesinusoidală poligonală, descompunerea ei în armonici se poate efectua cel mai simplu prin metoda discontinuităților sau a incidentelor geometrice (Lalescu-Abason) [3]

Aplicarea metodei pentru curbe cu vîrf ascuțit. În figura 4 este reprezentată aproximarea printr-un contur poligonal a unei astfel de curbe.

Se observă că diagrama prezintă în punctele de abscisă 0, x_1, x_2, ..., x_7, 2π numai salturi de ordinul 1 (salturi de tangentă). Datorită simetriei, dezvoltarea în serie Fourier va conține numai armonici impare.

În punctele corespunzătoare salturilor, ordonatele au una din valorile 0, I_1, I_2, I_3, (fig. 4).

Notînd :

$I_2 - I_1 = \Delta I_2$;

$I_2 - I_3 = \Delta I_3$;

$x_1 - 0 = x_5 - x_4 = \Delta x_1$;

$$x_2 - x_1 = x_6 - x_5 = \Delta x_2; \quad (2)$$
$$x_3 - x_2 = x_7 - x_6 = \Delta x_3;$$
$$x_4 - x_3 = 2\pi - x_7 = \Delta x_4,$$

se obțin următoarele relații pentru coeficienții dezvoltării în serie Fourier:

$$A_k = -\frac{2}{\pi k^2}\left[\left(\frac{\Delta I_2}{\Delta x_2} - \frac{I_1}{\Delta x_1}\right)\sin kx_1 - \right.$$
$$-\left(\frac{\Delta I_3}{\Delta x_3} + \frac{\Delta I_2}{\Delta x_2}\right)\sin kx_2 + \quad (3)$$
$$\left. + \left(\frac{\Delta I_3}{\Delta x_3} - \frac{I_3}{\Delta x_4}\right)\sin kx_3\right],$$

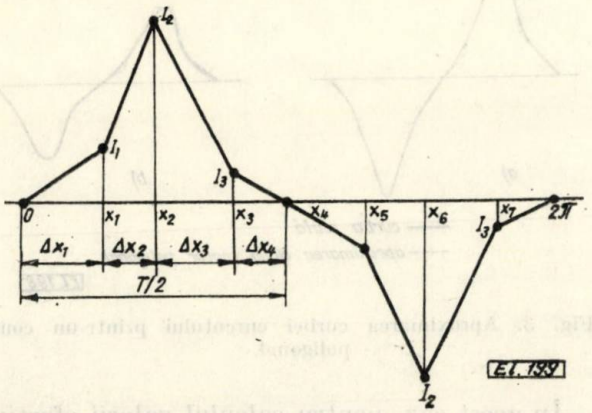


Fig. 4. Diagrama de calcul pentru curbe cu vîrful ascuțit.

$$B_k = -\frac{2}{\pi k^2}\left[\left(\frac{\Delta I_2}{\Delta x_2} - \frac{I_1}{\Delta x_1}\right)\cos kx_1 - \right.$$
$$-\left(\frac{\Delta I_3}{\Delta x_3} + \frac{\Delta I_2}{\Delta x_2}\right)\cos kx_2 + \quad (4)$$
$$\left. + \left(\frac{\Delta I_3}{\Delta x_3} - \frac{I_3}{\Delta x_4}\right)\cos kx_3\right],$$

$$C_0 = \frac{1}{\pi}\left[\left(\frac{I_1}{\Delta x_1} - \frac{\Delta I_2}{\Delta x_2}\right)(x_5^2 - x_1^2) + \right.$$
$$+\left(\frac{\Delta I_3}{\Delta x_3} + \frac{\Delta I_2}{\Delta x_2}\right)(x_6^2 - x_2^2) +$$
$$+\left(\frac{I_3}{\Delta x_3} - \frac{\Delta I_3}{\Delta x_3}\right)(x_7^2 - x_3^2) - \quad (5)$$
$$\left. -\left(5\frac{I_3}{\Delta x_4} + \frac{I_1}{\Delta x_1}\right)\pi^2\right].$$

Calculînd, pentru $k = 2n + 1$, coeficienții:

$$C_k = \sqrt{A_k^2 + B_k^2},$$

valoarea efectivă a curentului va fi dată de relația:

$$I = \sqrt{C_0^2 + \frac{1}{2}\left(C_1^2 + C_3^2 + C_5^2 + \dots\right)}. \quad (6)$$

Aplicarea metodei pentru curbe cu vîrf aplatisat. Diagrama poligonală pentru o astfel de curbă este reprezentată în figura 5.

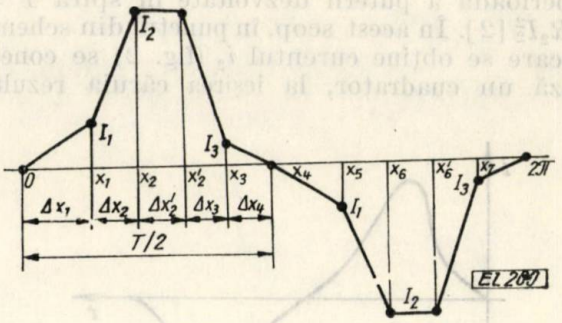


Fig. 5. Diagrama de calcul pentru curbe cu vîrful aplatisat.

Utilizînd notațiile din (2), cu deosebirea că,

$$\Delta x_3 = x_3 - x_2' = x_7 - x_6',$$

coeficienții dezvoltării în serie Fourier se determină cu relații similare relațiilor (3), (4), (5):

$$A_k = -\frac{2}{\pi k^2}\left[\left(\frac{\Delta I_2}{\Delta x_2} - \frac{I_1}{\Delta x_1}\right)\sin kx_1 - \right.$$
$$-\frac{\Delta I_2}{\Delta x_2}\sin kx_2 - \frac{\Delta I_3}{\Delta x_3}\sin kx_2^1 +$$
$$\left. + \left(\frac{\Delta I_3}{\Delta x_3} - \frac{I_3}{\Delta x_4}\right)\sin kx_3\right], \quad (7)$$

$$B_k = -\frac{2}{\pi k^2}\left[\left(\frac{\Delta I_2}{\Delta x_2} - \frac{I_1}{\Delta x_1}\right)\cos kx_1 - \right.$$
$$-\frac{\Delta I_2}{\Delta x_2}\cos kx_2 - \frac{\Delta I_3}{\Delta x_3}\cos kx_2' +$$
$$\left. + \left(\frac{\Delta I_3}{\Delta x_3} - \frac{I_3}{\Delta x_4}\right)\cos kx_3\right], \quad (8)$$

$$C_0 = \frac{1}{4\pi}\left[\left(\frac{I_1}{\Delta x_1} - \frac{\Delta I_2}{\Delta x_2}\right)(x_5^2 - x_1^2) + \right.$$
$$+\frac{\Delta I_2}{\Delta x_2}(x_6^2 - x_2^2) + \frac{\Delta I_3}{\Delta x_3}(x_6'^2 - x_2'^2) +$$
$$\left. +\left(\frac{I_3}{\Delta x_3} - \frac{\Delta I_3}{\Delta x_3}\right)(x_7^2 - x_3^2) - \left(5\frac{I_3}{\Delta x_4} + \frac{I_1}{\Delta x_1}\right)\pi^2\right]. \quad (9)$$

Observații. Metoda analizei armonice comportă un volum de calcul cu atît mai mare cu cît numărul armonicilor considerate este mai mare. Întrucît conturul poligonal poate aproxima suficient de bine curba dată, în acest caz intervin numai erorile de măsurare a 3—4 ordonate și abscise. Dacă se ia un număr mic de termeni ai dezvoltării în serie, apar în plus erorile produse de neglijarea restului termenilor. Metoda este mai precisă decît metoda grafică.

Determinarea valorii efective a curentului pornind de la definiția ei.

Prin definiție, valoarea efectivă a unui curent periodic este numeric egală cu intensitatea unui curent continuu care, străbătînd aceeași rezistență R ca și curentul periodic, produce aceeași energie în timp de o perioadă.

Putem deci scrie :

$$RI^2 t = R\int_0^T i^2 \, dt \,, \tag{10}$$

de unde se ajunge la relația (1).

În cazul unui curent periodic simetric, calculul se poate efectua pentru o semiperioadă :

$$I = \sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} i^2 dt}. \tag{11}$$

Se observă că valoarea integralei este numeric egală cu aria determinată de curba x^2 (x) și axa absciselor, pe durata unei semiperioade a curbei i (x), unde $x \equiv t$.

Menținînd aproximarea curbei reale cu un contur poligonal, se poate calcula ușor valoarea integralei respective pentru o semiperioadă.

Aplicarea metodei pentru curba cu vîrf ascuțit. (fig. 4) Calculul integralei se face separat pe intervalele $(0, x_1)$, (x_1, x_2), (x_2, x_3), (x_3, x_4), adică :

$$I^2 = \frac{2}{T}\left[\int_0^{x_1} i^2 \, dx + \int_{x_1}^{x_2} i^2 \, dx + \int_{x_2}^{x_3} i^2 \, dx + \int_{x_3}^{x_4} i^2 dx\right]. \tag{12}$$

Intervalul $(0, x_1)$

Ecuația curbei, în acest interval, este ecuația unei drepte ce trece prin origină. Cu notațiile din figura 7, vom avea :

$$i = I_1 \frac{x}{x_1}, \tag{13}$$

$$i^2 = I_1^2 \frac{x^2}{x_1^2}. \tag{14}$$

Prin urmare :

$$\int_0^{x_1} i^2 \, dx = I_1^2 \frac{x_1}{3} = \frac{1}{3} I_1^2 \, \Delta x_1. \tag{15}$$

Intervalul (x_1, x_2)

Ecuația curbei va fi ecuația unei drepte ce trece prin punctele (x_1, I_1) și (x_2, I_2) :

$$\frac{x - x_2}{x_2 - x_1} = \frac{i - I_2}{I_2 - I_1},$$

de unde

$$i = I_2 - \frac{x_2 - x}{x_2 - x_1}(I_2 - I_1) \tag{16}$$

și

$$i^2 = I_2^2 + \frac{(x_2 - x)^2}{(x_2 - x_1)^2}(I_2 - I_1)^2 - 2\frac{x_2 - x}{x_2 - x_1} I_2 (I_2 - I_1). \tag{17}$$

Relația (17) poate fi pusă sub forma :

$$i^2 = A - 2Bx + Cx^2. \tag{18}$$

unde :

$$A = I_2^2 + \frac{x_2^2}{(x_2 - x_1)^2}(I_2 - I_1)^2 - 2\frac{x_2}{x_2 - x_1} I_2 (I_2 - I_1);$$

$$B = \frac{x_2}{(x_2 - x_1)^2}(I_2 - I_1)^2 - \frac{1}{x_2 - x_1} I_2 (I_2 - I_1);$$

$$C = \frac{(I_2 - I_1)^2}{(x_2 - x_1)^2}. \tag{19}$$

Integrînd ecuația (18), rezultă :

$$\int_{x_1}^{x_2} i^2 \, dx = A\,(x_2 - x_1) - 2B\frac{x_2^2 - x_1^2}{2} + C\frac{x_2^3 - x_1^3}{3} = A\,(x_2 - x_1) - B(x_2 - x_1)\,(x_2 + x_1) + \frac{C}{3}(x_2 - x_1)(x_1^2 + x_1 x_2 + x_2^2).$$

Înlocuind pe A, B și C din (19), se obține după o serie de transformări :

$$\int_{x_1}^{x_2} i^2 \, dx = \left[\frac{1}{3}(I_2 - I_1)^2 + I_2^2 - I_2 (I_2 - I_1)\right](x_2 - x_1) = \left[\frac{1}{3}(I_2 - I_1)^2 + I_2^2 - I_2(I_2 - I_1)\right] \Delta x_2. \tag{20}$$

Pentru intervalele (x_2, x_3) respectiv (x_3, x_1) calculul este analog cu cel pentru intervalele (x_1, x_2) respectiv $(0, x_1)$. Se obține, cu notațiile din figura 4 :

Intervalul (x_2, x_3)

$$\int_{x_2}^{x_3} i^2 \, dx = \left[\frac{1}{3}(I_2 - I_3)^2 + I_3^2 + I_2(I_2 - I_3)\right] \Delta x_3. \tag{21}$$

Intervalul (x_3, x_4)

$$\int_{x_3}^{x_4} i^2 \, dx = \frac{1}{3} I_3^2 \cdot \Delta x_4. \tag{22}$$

Din relațiile (12), (15), (20), (21), (22) rezultă :

$$I^2 = \frac{2}{T}\left\{\frac{1}{3}[I_1^2\,\Delta x_1 + I_3^2\,\Delta x_4 + (I_2 - I_1)^2\Delta x_2 + \right.$$
$$+(I_2 - I_3)^2\Delta x_3] + I_2^2(x_3 - x_1) - I_2(I_2 - I_1)\Delta x_2 -$$
$$\left. - I_2\,(I_2 - I_3)\,\Delta x_3\right\}. \qquad (23)$$

Intervalele Δx_1, Δx_2, Δx_3, Δx_4, $(x_3 - x_1)$ pot fi exprimate în funcție de semiperioada $T/2$:

$$\Delta x_1 = c_1\frac{T}{2}; \qquad \Delta x_4 = c_4\frac{T}{2};$$
$$\Delta x_2 = c_2\frac{T}{2}, \qquad x_3 - x_1 = c_{13}\frac{T}{2};$$
$$\Delta x_3 = c_3\frac{T}{2};$$

coeficienții c_1, c_2, c_3, c_4, c_{13} fiind subunitari.

Cu aceste notații, relația (23) devine :

$$I^2 = \frac{1}{3}[I_1^2c_1 + I_3^2c_4 + (I_2 - I_1)^2c_2 + (I_2 - I_3)^2c_3] +$$
$$+ I_2^2c_{13} - I_2(I_2 - I_1)\,c_2 - I_2\,(I_2 - I_3)\,c_3. \qquad (24)$$

Aplicarea metodei pentru curba cu vîrful aplatisat (fig. 5). În acest caz, relația (23) capătă forma :

$$I^2 = \frac{2}{T}\left[\int_0^{x_1} i^2\mathrm{d}x + \int_{x_1}^{x_2} i^2\mathrm{d}x + \int_{x_2}^{x_2'} i^2\mathrm{d}x + \int_{x_2'}^{x_3} i^2\mathrm{d}x + \right.$$
$$\left. + \int_{x_3}^{x_4} i^2\,\mathrm{d}x\right], \qquad (25)$$

iar relația (24) se transformă în :

$$I^2 = \frac{1}{3}\,[I_1^2c_1 + I_3^2c_4 + (I_2 - I_1)^2c_2 + (I_2 + I_3)^2c_3] +$$
$$I_2^2\,(c_{12} + c_{13}) - I_2\,(I_2 - I_1)\,c_2 - I_2\,(I_2 - I_3)\,c_3 \qquad (26)$$

unde apare în plus notația $c_{12} = \dfrac{x_2' - x_2}{\dfrac{T}{2}}$.

Observații. Menținîndu-se erorile de determinare a ordonatelor și absciselor, prezente în cazul metodei analizei armonice, determinarea valorii efective a curentului necesită un volum de calcul mai redus prin utilizarea metodei prezentate în acest capitol. Deoarece, în plus, analiza armonică se limitează la un număr mic de termeni, ceea ce introduce o eroare suplimentară, se poate spune că metoda echivalării energiilor este mai precisă decît metoda analizei armonice.

4. Determinarea experimentală a curentului din spira ecran

Dacă se admite că reactanța de scăpări a spirei ecran este neglijabilă în raport cu rezistența sa ohmică, rezultă că se poate determina curentul din spiră prin raportarea tensiunii electromotoare induse în spiră, de către fluxul Φ_2, la rezistența ohmică a acesteia. Tensiunea electromotoare indusă în spira ecran este proporțională cu tensiunea electromotoare indusă în bobina-sondă plasată în jurul porțiunii ecranate a polului. Prin urmare, oscilograma variației în timp a acestei tensiuni electromotoare va reprezenta, la o anumită scară, determinată de rezistența spirei și de numărul de spire ale bobinei-sondă, curba de variație în timp a curentului din spiră.

Pentru comparație între calculul teoretic [1] și rezultatele experimentale obținute pe un electromagnet construit, avînd aceleași caracteristici cu cel studiat teoretic, se prezintă cazul $B = 1\mathrm{T}$ (inducția în coloana cu spiră a electromagnetului), $m = 1{,}94$ (raportul ariilor ecranată și neecranată), $R_2 = 7 \cdot 10^{-4}\,\Omega$.

Se oscilografiază tensiunea electromotoare $e_2 = -N_s \cdot \mathrm{d}\Phi_2/\mathrm{d}t$ și se măsoară, în același timp, în regimul staționar, temperatura spirei ecran, pentru a determina valoarea rezistenței spirei la această temperatură. În cazul analizat, s-a obținut temperatura spirei $\theta_2 = 132°\mathrm{C}$. Rezistența spirei la temperatura de 24°C fiind $R_{2,0} = 5{,}1 \cdot 10^{-4}\,\Omega$, la temperatura de regim ea va crește la valoarea $R_2 = 7{,}47 \cdot 10^{-4}\,\Omega$.

Scara curentului rezultă din relația :

$$i_2\,[\mathrm{A}] = \frac{e_2 \cdot [\mathrm{V}]}{N_s \cdot R_2\,[\Omega]} = \frac{1}{50 \cdot 7{,}47 \cdot 10^{-4}} \cdot e_2\,[\mathrm{V}] =$$
$$= 26{,}8 \cdot e_2\,[\mathrm{V}].$$

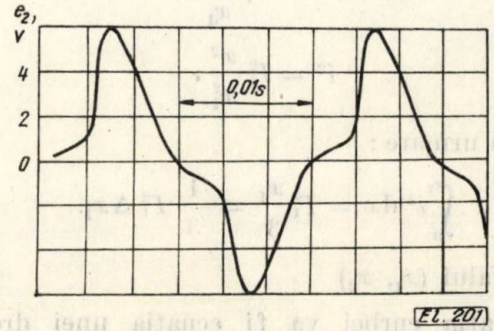


Fig. 6. Oscilograma tensiunii electromotoare e_2.

Oscilograma tensiunii electromotoare e_2 este redată în figura 6 (osciloscopul fiind pe sensibilitatea 2 V/cm) iar oscilogramele curentului, obținute prin calcul și experimental, sînt prezentate în figura 7.

Se observă că alura celor două curbe este asemănătoare. Pentru o comparație cantita-

tivă se face apel la valorile efective care intervin, de fapt, în încălzirea spirei.

Valorile efective se determină cu ajutorul relației (24). Se obțin valorile:

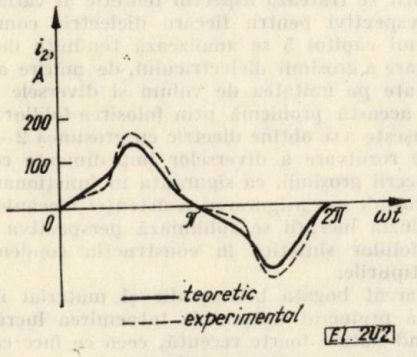


Fig. 7. Curbele de variație a curentului din spira ecran a electromagnetului studiat.

$$I_{2teor} = 79 \text{ A}; \qquad I_{2exp} = 84{,}6 \text{ A}.$$

Eroarea relativă va fi:

$$\varepsilon_I = \frac{I_{2exp} - I_{2teor}}{I_{2exp}} \cdot 100 = \frac{84{,}6 - 79}{84{,}6} \cdot 100 = 6{,}62\%,$$

ceea ce arată că se obține o bună concordanță între rezultatele experimentale și cele teoretice.

5. Concluzii

Fiind dată curba de variație în timp a curentului nesinusoidal ce parcurge spira ecran a unui electromagnet de curent alternativ monofazat, determinarea valorii efective a acestui curent este preferabil să se facă prin metoda care se bazează pe relația de definiție a valorii efective, utilizînd una din relațiile (24) sau (26).

Variația în timp a curentului din spiră poate fi obținută prin oscilografierea tensiunii electromotoare induse într-o bobină-sondă plasată în jurul porțiunii ecranate a polului electromagnetului.

Rezultatele obținute prin modelarea electromagnetului, cu ajutorul unui calculator analogic, sînt verificate de determinările experimentale cu o eroare acceptabilă din punct de vedere practic.

Bibliografie

[1] Dinculescu, P. Contribuții la studiul electromagneților de curent alternativ monofazat. Sesiunea de comunicări științifice a Inst. Politehnic București, mai 1969.

[2] Bugaev, G.A., Vibor parametrov poliusnogo ekrana, elektromagnitov peremennogo toka. In: Elektricestvo nr. 2, 1968, p. 80–82.

[3] Antoniu, I.S. Chestiuni speciale de electrotehnică — București, Ed. Acad. RPR, 1956.

Intrat în redacție la 27.IV.1970

RECENZII

CZ 621.313.33.042.12

*** **„Motorul electric liniar"** (Le moteur Électrique linéaire). În: Revue Générale de L'Électricité nr. 1–2 ian-feb 1971.

Pe cuprinsul a 15 (cincisprezece) articole de specialitate se dezvoltă o serie de aspecte teoretice și practice legate de concepția — proiectarea-realizarea, încercarea și exploatarea motoarelor electrice liniare. Dintre problemele care reține atenția specialiștilor din domeniul mașinilor electrice menționăm următoarele: studiul teoretic și experimental a înfășurărilor motoarelor electrice liniare de inducție; regimuri de funcționare și modele matematice pentru curenții electrici ai motoarelor liniare; ipotezele de proiectare și calcul al motorului liniar de inducție; determinarea liniilor de curent și caracterizarea efectului termic în diferite regimuri de sarcină; comportarea izolației în diverse medii de funcționare; studiul efectului de extremitate la mașini electrice liniare de inducție: coeficienții corectivi și cuplurile motoarelor electrice liniare de inducție; curenții Foucault și influența lor asupra exploatării motoarelor electrice liniare; metode intermediare de analiză a unui motor liniar de inducție; determinarea caracteristicilor specifice ale motoarelor electrice liniare; aplicarea motoarelor electrice liniare în probleme de manutanță; aplicarea motoarelor electrice liniare în transporturi; variante de execuție a motoarelor electrice liniare ținînd seama de domeniul în care vor fi folosite; aspectele prospective ale motoarelor electrice liniare; proprietăți ale materialelor magnetice utilizate la realizarea motoarelor electrice.

Materialele scot în evidență concepția de proiectare și realizare a motoarelor electrice liniare. Astfel, în cadrul studiului teoretic și experimental al înfășurărilor motoarelor electrice liniare se construiesc modelele matematice ale caracteristicilor de funcționare și se indică repartiția optimă a curentului de excitație plecîndu-se de la considerente energetice. Astfel se dau relații de calcul pentru puterea absorbită în diverse regimuri de funcționare și se definește randamentul electric intern al motorului liniar de inducție. Se concepe și se realizează un nou tip de înfășurare pentru care se trasează caracteristica variației puterii în funcție de alunecare și variația randamentului în funcție de regimul de funcționare.

Ipotezele de calcul al motorului electric liniar se referă la influența curenților Foucault, la modul de considerare a efectului de bord și a efectului de extremitate la configurația cîmpurilor, la modul de stabilire a inductanțelor etc. Pentru fiecare problemă se formulează modelul matematic și se discută fenomenul sub aspect fizic și tehnic. Rezolvarea ecuațiilor unor asemenea mașini electrice este făcută cu și fără realizarea reacției indusului. Se determină apoi forța de frînare considerîndu-se inducția constantă și uniform repartizată. Pentru fiecare mărime electrică calculată și măsurată se determină curba de variație în diferite regimuri de sarcină. Sub aspect practic este de reținut o serie de calcule și propoziții privind determinarea coeficienților corectivi pentru diverse modele matematice simplificate și relațiile care indică cuplurile perturbatoare care apar la motoare electrice liniare cu statoare discontinue. Pentru coeficienții recomandați se dau limitele de variație și se precizează domeniul de utilizare în funcție de regimurile de exploatare.

Se analizează problema curenților Foucault pe baza aspectelor matematice și fenomenologice care îmbracă diferite regimuri de funcționare a motoarelor electrice liniare. Astfel se construiesc și se rezolvă ecuațiile de bază ale acestor tipuri de mașini și se indică expresia forței asociată curenților Foucault. Totodată se trasează liniile de curent pentru

situații întîlnite mai frecvent în practică. Analiza motorului electric liniar în diverse regimuri de funcționare conduce la construirea și prezentarea schemei echivalente complete și simplificate.

Caracteristicile acestor tipuri de mașini electrice se trasează pentru motoare liniare și motoare liniare de înălțimi și lungimi finite.

Aplicațiile motoarelor electrice liniare sînt prezentate pe domenii de specialitate dezvoltîndu-le în special pe cele legate de transporturi.

Variantele de realizare a motoarelor electrice liniare se extind ținînd seama de numărul de poli, pasul polar și tipul de indus. Prospectiva motoarelor liniare de inducție se referă la problemele legate de exploatare și la aplicațiile din diverse domenii industriale. Ideile dezvoltate în studiile prezentate sînt de natură să intereseze un larg cerc de specialiști din domeniul electrotehnicii. Materialele recenzate se impun atît sub aspect matematic cît și fenomenologic. Autorii dezvoltă pe măsura necesarului fizica și tehnica concepерii, proiectării și realizării motoarelor electrice liniare și indică posibilitățile de folosire a acestor mașini atît pentru etapa prezentă cît și pentru perspectivă.

Conf. dr. ing. *A. Carabulea*

CZ 621.319.4 : 621.315.616.96 :

V. T. Renne **Condensatoare cu dielectric din folie organică** (Plenocinîe kondensatori s organiceskim sinteticeskim dielektrikom) Leningrad ; Ed. Energhia, 1971, 239, pag. ed. II.

Condensatoarele cu dielectric din folie organică reprezintă o tendință modernă în construcția condensatoarelor de toate tipurile și în litaratura de specialitate există puține lucrări care să sistematizeze datele publicate din experiența diverselor laboratoare sau firme de specialitate în acest domeniu. De la prima ediție a cărții au trecut cîțiva ani în care timp practica utilizării foliilor sintetice pentru condensatoare s-a îmbogățit foarte mult, în primul rînd prin extinderea folosirii foliilor și la alte tipuri de condensatoare, prin perfecționarea tehnologiilor sau folosirea de noi dielectrici pentru confecționarea foliilor sintetice.

Într-un număr relativ restrîns de pagini autorul reușește să sistematizeze chestiuni complexe de teorie și practică din tehnologia de fabricație a condensatoarelor dînd posibilitate cititorului să-și formeze o imagine clară asupra posibilității de utilizare a foliilor organice în locul altor dielectrici, chiar și hîrtiei de condensator în construcția condensatoarelor de forță, unde aceasta s-a considerat de neînlocuit.

Întregul volum de inflormații este sistematizat în cinci capitole.

Cap. 1 pe care autorul îl intitulează „Generalități despre condensatoarele cu folie" face o paralelă între condensatoarele cu hîrtie și cele cu folie sintetică, accentuînd asupra particularităților tehnologiei de obținere și construcției acestora. În încheiere se face o sistematizare a tipurilor de condensatoare, o clasificare pe care se bazează tratarea capitolelor ce urmează.

Cap. 2 se ocupă de condensatoare cu folie din dielectric depolar și este divizat în subcapitole din care primele trei cu folii din dielectrici care au intrat în fabricație curentă : polistiren sau copolimeri ai stirenului, poliofeline și combinații floroorganice, iar ultimul subcapitol cu folii nepolare cu rezistență mare la temperatură.

La fiecare subcapitol se analizează structura și proprietățile dielectricului respectiv, tehnologia specifică de fabricație a condensatoarelor, cu folie și caracteristicile acestor tipuri de condensatoare.

Cap. 3 tratează despre condensatoarele cu folie din dielctric polar, respectiv din triacetat de celuloză, poliester polietilenreftalat și policarbonat. Ultimul subcapitol tratează despre foliile din dielectric polar, cu rezistență mare la temperatură, folosite în construcția condensatoarelor.

În cap. 4 autorul prezintă o tendință nouă în construcția condensatoarelor cu folie sintetică, respectiv utilizarea dielectricului combinat din folie polară cu folie nepolară și din hîrtie cu folie polară sau nepolară, urmărindu-se prin aceasta mărirea rigidității dielectrice și siguranței în funcționare sau obținerea parametrilor electrici sau termici stabiliți.

Amănunțit se tratează aspectul teoretic al variației parametrilor respectivi pentru fiecare dielectric combinat.

În ultimul capitol 5 se analizează tendința de reducere în continuare a grosimii dielectricului, de mărire a indicelui de capacitate pe unitatea de volum și diversele moduri de a rezolva această problemă prin folosirea foliilor sintetice, cum se reușește a se obține diectric cu grosimea 2—3 microni și căile de rezolvare a diverselor impedimente ce apar în cazul reducerii grosimii, ca siguranța în funcționare, uniformitatea grosmii sau asigurarea rezistenței mecanice a foliei.

În concluzia lucrării se subliniază perspectiva extinderii utilizării foliilor sintetice în construcția condensatoarelor de toate tipurile.

De remarcat bogata bibliografie și material informativ pe care l-a prelucrat autorul la întocmirea lucrării, unele titluri avînd datare foarte recentă, ceea ce face ca lucrarea să fie deosebit de actuală iar titlurile respective să fie folosite pentru analiza mai în amănunt a concluziilor trase de autor.

Lucrarea reprezintă o sursă de informare pentru specialiști ce se ocupă de cercetarea și fabricația de condensatoare.

Ing. *Berînde V.*

CZ 621.455

O. N. Favorskii, V. V. Fișgoit, E. I. Iantovskii : **Bazele teoriei motoarelor electroreactive cosmice** (Osnovî teorii cosmiceskih dvigatelinîh ustanovoc), Moscova Ed. Vîsșaia școla, 1970, 486 pag.

Cucerirea spațiului cosmic de către om pune în fața științei și tehnicii probleme noi. Una dintre cele mai importante este problema propulsiei în spațiul cosmic. Pînă în prezent toate zborurile cosmice s-au realizat cu ajutorul unui singur tip de motor — motorul cu reacție chimic. Realizarea unor noi tipuri de motoare, și în primul rînd a motoarelor electroreactive, va permite nu numai să se schimbe substanțial caracteristicile navelor cosmice pentru zboruri de lungă durată prin micșorarea considerabilă a greutății lor, ci și rezolvarea unor probleme practic inabordabile folosind motoarele cu reacție chimice.

Prezenta lucrare constituie o premieră pe plan mondial — — este primul curs universitar referitor la noul sistem de propulsie pentru zborurile cosmice. În carte se expun bazele teoriei și calculului elementelor principale ale acestor sisteme de propulsie : agregatele termotehnice (sursele de energie termică și radiatoarele de răcire), convertoarele de energie termică în energie electrică, precum și motoarele electroreactive. Se examinează practic toate schemele cunoscute în literatura tehnică pînă la sfîrșitul anului 1967.

Primul capitol are un caracter introductiv. După ce se prezintă comparativ diversele tipuri de motoare ce se pot utiliza pentru propulsia navelor cosmice, se dă schema de principiu și elementele principale ale instalațiilor de propulsie electroreactive. Apoi se introduc principalele mărimi ce caracterizează un motor electroreactiv. În încheiere se dau indicații privind alegerea și optimizarea parametrilor instalațiilor de propulsie electroreactive.

În al doilea capitol sînt prezentate anumite cunoștințe de fizică necesare înțelegerii celorlalte capitole : proprietățile termodinamice și proprietățile optice ale gazelor la temperaturi mari, conductibilitatea electrică a gazului ionizat, structura și proprietățile electrice ale materialelor în stare solidă, elemente de magnetogazodinamică.

În capitolul al treilea, intitulat „Motoare electroreactive" sînt analizate cele trei tipuri principale de motoare cunoscute : motoarele electroreactive termice (cele cu transfer de căldură și cele cu arc electric), motoarele ionice și motoarele electromagnetice cu plasmă. Se discută schemele posibile și particularitățile acestor scheme, se dau premisele generale de calcul și se prezintă cîteva realizări experimentale.

În capitolul al patrulea sînt analizate principalele agregate termotehnice — sursele de energie termică şi radiatoarele de răcire. Se prezintă sursele de energie nucleară folosite în acest scop. După ce se examinează cîteva cazuri caracteristice de transfer de căldură prin corpuri solide şi se dau premisele de calcul a parametrilor în cazul în care agentul termic se mişcă prin canal, se prezintă bazele de calcul ale sistemelor receptoare de energie solară şi al radiatoarelor de răcire. În încheiere se dau indicaţii privind alegerea agentului termic din sistemele cu circuit închis.

Ultimul capitol al cărţii, intitulat: „Convertoare de energie termică în energie electrică" este consacrat calculului acestor convertoare avîndu-se în vedere particularităţile impuse prin folosirea lor în spaţiul cosmic. După ce se prezintă consideraţiile generale privind alegerea parametrilor ciclului termic în condiţiile cosmosului, se analizează pe rînd un număr de 9 instalaţii şi anume: cu turbogenerator cu aburi, cu turbogenerator cu gaz, cu maşini cu piston în circuit închis, cu generatoare termoelectrice, cu generatoare magnetohidro- şi magnetogazodinamice, cu generatoare cu emisie termoelectronică, cu generatoare electrogazodinamice, cu generatoare fotoelectrice şi cu generatoare bazate pe produsele dezintegrărilor α şi β ale izotopilor radioactivi.

O bibliografie formată din circa 160 de titluri, ordonată pe capitole, însoţeşte lucrarea.

Buna documentare a autorilor face ca lucrarea să fie utilă unui cerc foarte larg de ingineri, cercetători ştiinţifici, doctoranzi şi studenţi care sînt preocupaţi de noile metode de convertire a energiei. Multe din ideile prezentate în această carte ar putea fi fructificate şi în domenii ale tehnicii terestre, iar multe dintre soluţiile prezentate vor putea fi îmbunătăţite, astfel că această lucrare deschide un cîmp larg în faţa celor înzestraţi cu spirit creator.

Aurelian Crăciunescu

REFERATE

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.33.025.3: 681.14

Asish K. de Sarkar şi Gunar I. Berg. **„Simularea digitală a motoarelor trifazate de inducţie.** (Digital Simulation of Three-Phase Induction Motors). În: I. E. E. E. Tranzactions on power apparatus and systems, vol. 89, nr. 6, iulie-aug 1970, p. 1031...1037, 5 fig. 26 ref. bibl.

Se fac consideraţii asupra modului de prezentare şi rezolvare a ecuaţiilor generale care modelează cifric motoarele trifazate de inducţie.

După prezentarea stadiului cercetărilor în problemele teoretice şi practice ale conceperii şi realizării motoarelor electrice trifazate de inducţie se trece la discutarea premiselor în vederea modelării cifrice a fizicii şi tehnicii de funcţionare a motoarelor trifazate de inducţie. Astfel se prezintă relaţiile de bază pentru tensiuni şi curenţi pentru motoarele trifazate în maniera cu care se poate aplica teoria modelului cu două axe. Se prezintă apoi matricele inductanţelor proprii şi mutuale şi se arată care este modelul matematic ce îmbracă fenomenul fizic din motoare trifazate de inducţie. Se construieşte schema logică de calcul care înlesneşte rezolvarea modelelor matematice a motoarelor de inducţie cu ajutorul calculatoarelor electronice cifrice.

A. C.

CZ 621.313.33.042.12: 66/69

Bonnefille, R. şi Kant, M. **Contribuţii la studiul maşinilor liniare de inducţie** (Contribution a l'étude de la machine linéare à induction). În Revue Générale de l'Electricité, nr. 10, 1970 p. 846—852, 8 fig., 27 ref. bibl.

Se prezintă teoria generală a maşinilor electrice liniare de inducţie şi se descriu părţile componente ale acestor tipuri de maşini. Se fac referiri apoi asupra problemelor specifice legate de tehnologia de realizare a maşinilor liniare de inducţie.

Se studiază în special efectele penetraţiei, cîmpului într-un indus omogen în mişcare şi se trasează caracteristicele electrice ale fenomenelor care apar. Se subliniază repercusiunile ce se constată cu scopul eliminării lor încă din faza de proiectare a maşinii electrice liniare de inducţie.

Se propune o soluţie matematică privind posibilitatea de eliminare a fenomenelor parazite.

Se fac consideraţii asupra posibilităţilor de optimizare a circuitelor magnetice ale maşinii privite sub aspect energetic şi se fac referiri privind realizarea practică a tipurilor de maşini electrice liniare de inducţie.

Se dezvoltă sub aspect matematic probleme legate de fizică şi tehnică maşinii liniare de inducţie precizîndu-se structura ecuaţiilor generale a cîmpului magnetic, efectele de penetraţie a cîmpului într-un indus liniar, efectele de capăt şi se dau relaţiile pentru optimizarea randamentului maşinilor electrice liniare de inducţie. În încheiere se prezintă modelele realizate şi experimentate.

A. C.

CZ 621.313.322

Deleroi, W. **Variaţia tensiunii unui generator sincron cu poli înecaţi, excitaţi în funcţie de sarcină, în cazul variaţiei bruşte a sarcinii ţinînd seama de efectele de saturaţie.** (Comportement de la tension d'une génératrice synchrone à pôles non saillants, excités en fonction de la charge, dans le caz de variations brusques de charge, et compte tenu des effects de saturation. În: ETZ—A, nr. 3, martie 1971, p. 1971, p. 162—168, 13 fig., 5 ref bibl.

În calculul regimurilor tranzitorii se impune luarea în consideraţie a saturaţiei. După prezentarea aspectelor fizice se prezintă modelele matematice ale problemei şi se arată modul în care prin intermediul unei integrări numerice se ţine seama de neliniaritatea fenomenelor. Pentru scrierea ecuaţiilor de funcţionare a generatorului sincron în cazul variaţiei sarcinii se face apel la conceptul de flux principal. După rezolvarea modelelor care redau fizica fenomenelor se stabileşte o relaţie simplificată ce permite determinarea cu o precizie suficientă a tensiunii ţinînd seama de neliniaritate.

Relaţia dedusă este aplicată pe diverse cazuri concrete, iar rezultatele obţinute sînt comparate cu o serie de date experimentale rezultate din măsurări. Măsurările se fac ţinînd seama de tipurile posibile ale înfăşurărilor de excitaţie. Partea matematică a lucrării este însoţită de o serie de curbe ridicate teoretic şi experimental. Articolul prezintă interes atît pentru proiectanţii de maşini electrice cît şi pentru specialiştii din exploatare.

A. C.

CZ 621.318 *Magneţi. Electromagneţi*

CZ 621.318.22

Mercier, M. **O proprietate nouă a materialelor magnetice: efectul magnetoelectric** (Une propriété nouvelle des matériaux magnétique: l'effet magnétoélectrique). În: Revue Général de L'Electricité, nr.2, feb 1971, p. 143—152; 13 fig, 20 ref. bibl.

Efectul magnetoelectric descoperit în 1959 a făcut o legătură între magnetostatică şi electrostatică. După ce se preci-

zează care sînt principalele aspecte ale efectului magnetoelectric se indică materialele asupra cărora se poate observa şi măsura acest efect. Explicaţia fizică a fenomenului în stadiul actual al tehnicii se poate face utilizînd conceptul de cîmp, la proprietăţile spinilor magnetici şi la teoria interacţiunii a cîmpurilor electrice şi magnetice. Se explică ce se înţelege prin efect magnetoelectric atît sub aspect matematic cît şi fizic.

După un scurt istoric al fenomenului se prezintă şi se comentează metodele de măsurare a efectului magnetoelectric. Se descrie porteşantionul şi celula de măsură şi se arată modul de determinare a mărimilor care caracterizează fenomenul studiat.

Se precizează structura schemei sinoptice a aparatelor necesare pentru evidenţierea şi măsurarea efectului magnetoelectric. Astfel se dă schema criostatului celulei de măsură şi se insistă asupra sensibilităţii aparatajului de măsură. Explicaţia fizică a fenomenului cu ajutorul teoriilor „un -ion" — „doi ioni", este clară şi precisă. Aplicaţiile se referă atît la activităţile curente în laborator cît şi la cele industriale în perspectivă.

A.C.

CZ 621.382.3 ***Transistoare***

CZ 621.382.333.004

Gaudry, M. **Tiristoarele şi aplicaţiile lor** (Les thyristors et leurs applications). În: Revue Générale de l'Electricité nr 11, noiembrie 1970, p. 897—921.

Se trec în revistă diverse aplicaţii ale tiristoarelor în domeniul electrotehnic insistîndu-se atît asupra caracteristicilor mecanice cît şi a celor electrice ale aparatajului miniaturizat.

Se prezintă principalele aspecte fenomenologice se dau definiţiile unor mărimi care apar în schemele discutate şi se arată modul de funcţionare a tiristoarelor în diverse instalaţii industriale. Se comentează apoi modul de comandă a tiristoarelor, se dă modelul matematic al curentului de comandă, se precizează durata de impuls, precizia de amorsare şi se arată diverse aplicaţii industriale. Se descrie aparatajul din cele mai semnificative scheme cu tiristoare şi se arată care sînt punctele asupra cărora trebuie acţionat pentru a realiza o funcţionare calitativă a schemelor de comandă. Se precizează prognoza dezvoltării aparatajului electric şi electronic sub influenţa tiristoarelor. Se fac precizări privind dezvoltarea în perspectivă a tiristoarelor şi se indică principalele aplicaţii industriale care se întrevăd.

A.C.

SCURTE ŞTIRI

O viteză record de 220 km/oră s-a realizat cu un tren în Suedia cu ocazia unei experienţe a Căilor Ferate Suedeze împreună cu firma „ASEA" pe o porţiune a liniei Göteborg Stokholm. Vagoanele au arcuire cu aer şi un nou sistem de poziţie oblică.

Din: ETZ-B, nr. 22, 1970

Un inginer suedez a emis ideea că un masiv de piatră poate servi la acumularea căldurii excedentare a unei centrale nucleare, încălzind acest masiv cu ajutorul unui sistem de ţevărie (14 m × 19 m) la 210° C. Un sistem secundar de ţevi preia căldura şi serveşte de exemplu la încălzitul locuinţelor.

Din: ETZ-B, nr. 22, 1970

Cel mai greu rotor din cîte s-au construit vreodată pentru un generator electric, se construieşte de către Firma BBC la uzina sa din Baden, Elveţia. În stare brută rotorul cîntăreşte 200 t, iar după prelucrare va avea 165 t. Este destinat pentru centrala nucleară Fonald C. Cook din Michigan (S.U.A).

Din: ETZ-B, nr. 4, 1971

Pînă la sfîrşitul anului 1972 Căile Ferate Franceze (SNCF) vor putea pune în circulaţie rapidul Paris-Bordeaux (581 km) cu viteza de 200 km oră.

Din: ETZ-B, nr. 4,1971

Pentru satisfacerea cerinţelor tot mai crescînde ale circulaţiei dintre Paris şi aeroporturile sale Orly şi Roissy un consorţiu de 7 societăţi franceze din industrie şi finanţe vor construi legături cu trenuri pe pernă de aer.

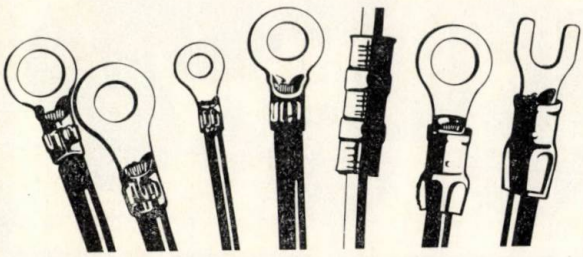
Din: ETZ-B, nr. 4, 1971.

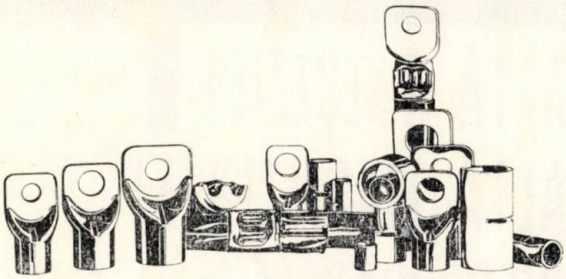
Pentru transportul de sarcini grele „GEC" (Anglia) şi-a procurat un vehicul pe perna de aer, care circulă între Stafford şi Manchester. Vehiculul realizează o economie de 325 000 $, care ar fi fost necesari pentru amenajarea căii în vederea greutăţilor, care urmează a fi transportate. Prima unitate, transportată a fost un transformator de 500 MVA (257 t) pentru o centrală olandeză.

Din: ETZ-B, nr. 4, 1971.

Supra înalte! O secţie a centrului de control al noului laborator de cercetare a tensiunilor supraînalte, construit la Hebburn, districtul Durham, posedă cinci unităţi enorme instalate în laborator: un transformator înalt de 60 picioare cu două milioane volţi pentru încărcări: un divizor de tensiune capacitiv înalt de 49 picioare pentru 4 milioane volţi pentru măsurarea tensiunilor înalte; un generator de impuls de 1 milion volţi; un tanc de încercare umplut cu ulei şi un condensator standard de 1,2 milioane volţi. Laboratorul este unul din cele mai perfecţionate din lume pentru încercarea izolaţiilor electrice la cele mai înalte tensiuni.

Din: Spectrum, nr. 6, 1970





Borne şi piese de conexiune

AMP fabrică o gamă foarte variată de borne şi piese de conexiune pentru realizarea conectării şi terminaţiilor cablurilor prin ,,ondulare'', procedeu special care permite legătura electrică între bornă şi cablu prin strivirea acestuia în bornă.

Principalele clase pentru aceste produse sînt :

- **Borne ,,Solistrand''** (neizolate) pentru cabluri cu secţiune între 0,35 şi 6,6 mm^2.
- **Borne ,,Ampower Heavy Duty''** (neizolate) pentru cabluri cu secţiune între 6,6 şi 500 mm^2.
- **Borne ,,Plasti—Grip''** (preizolate) pentru cabluri cu secţiune între 0,35 şi 6,6 mm^2. Permit obţinerea conexiunilor sau terminaţiilor gata izolate.
- **Borne ,,P.I.D.G.''** (preizolate rigidizate) pentru cabluri cu secţiune între 0,35 şi 6,6 mm^2 Conexiunea, preizolată ca în cazul bornelor Plasti-Grip, este consolidată, din punct de vedere mecanic, cu un manşon din cupru plasat între bornă şi manşonul izolator.

AMP a realizat şi alte tipuri de borne şi piese terminale care, desigur, vor permite rezolvarea problemelor Dvs.

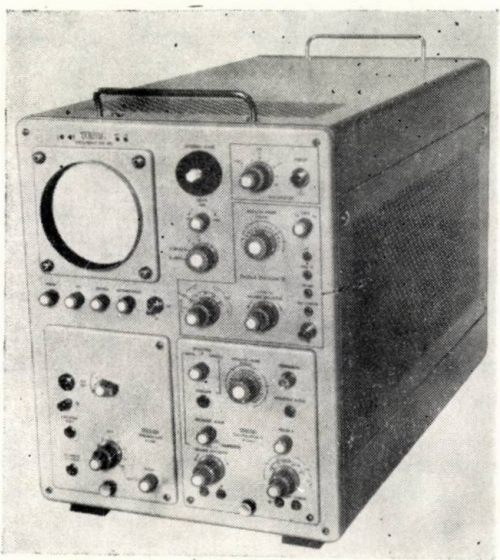
Pentru informaţii suplimentare vă rugăm a scrie la :

AMP
AMP Italia S.p.A.

C.so F.lli Cervi 15
tel. 78.56.56 (10 linee)
10093 COLLEGNO (Torino)

PUBLICOM

ÎNALTĂ PRECIZIE!
ÎNALTĂ FIABILITATE!
OSCILOSCOAPELE
TESLA BM



Osciloscoapele catodice **Tesla** din seria **BM** pot fi **folosite,** practic, la toate măsurările **electrice** și **electronice. Dat** fiind că numărul modelelor a **crescut** simțitor, prezentăm mai jos în mod succint aparatele livrabile:

Tipul	Lățimea benzii
BM 370	1 Hz — 5 MHz
BM 430	0 — 30 MHz
BM 450	0 — 50 MHz
BM 461	0 — 5 MHz
BM 462	0 — 1 MHz
T 565	0 — 1 MHz
D 581	0 — 1 MHz

Informații detaliate se pot obține de la:

KOVO FOREIGN TRADE CORPORATION
ELECTRONICS
TŘ.DUKELSKÝCH HRDINŮ 47
PRAHA-CZECHOSLOVAKIA
Telex: PRAHA 283 Tel: 3801

TESLA

PUBLICOM

МШ МШП

SUDURĂ PRIN REZISTENȚĂ CU MAȘINILE DE SUDAT DIN SERIA MSh și MShP

concepute pentru sudarea tablei de oțel cu conținut redus de carbon și slab aliat asigurînd realizarea unor îmbinări sudate rezistente și etanșe.

MAȘINILE DIN SERIA MShP sînt realizate în două versiuni: pentru îmbinări longitudinale și pentru îmbinări transversale.

MAȘINILE DIN SERIA MSh sînt universale și ușor adaptabile, după un reglaj simplu, celor două tipuri de suduri.

Presiune constantă independentă de uzura galeților de sudare și de variația presiunii în instalația de aer comprimat.

Coborîre progresivă a galetului superior de sudare

Reglajul curentului de sudare

Reglajul duratei impulsului curentului de sudare

Reglajul progresiv al vitezei de sudare

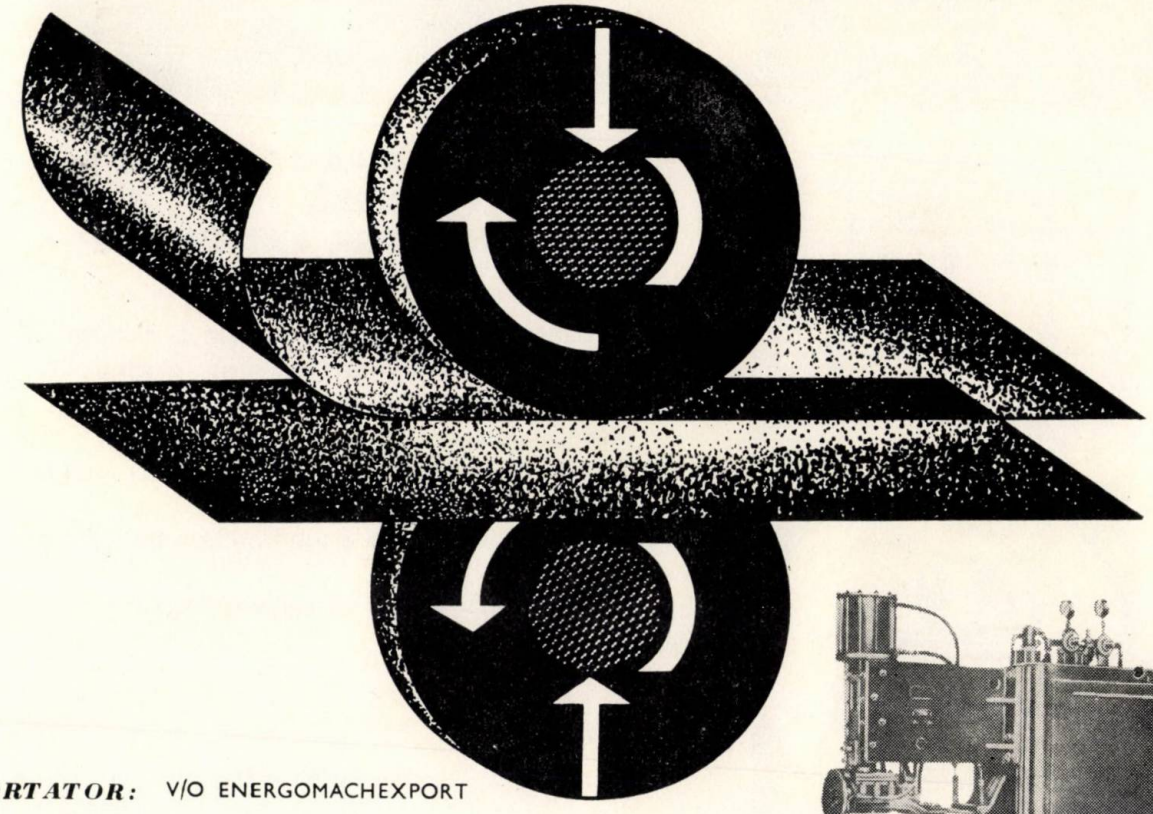
Stabilitatea regimului de sudare ales

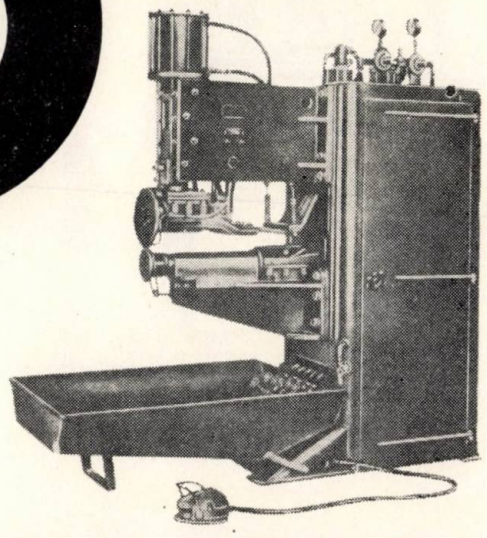
Procesul de sudare este comandat cu ajutorul unei pedale, ceea ce asigură realizarea programului prestabilit de un ruptor cu ignitron.

CARACTERISTICI PRINCIPALE

Model	MSh – 1 001	MSh – 1 601	MShP – 100	MShP – 150	MShP – 200
Putere nominală, kVA	27	61	100	150	200
Viteză de sudare, m/min	1 – 5	0,8 – 4,5	0,5 – 1,9	0,8 – 1,9	0,5 – 1,9
Găurirea pieselor de sudat	1 + 1	1,5 + 1,5	1,8 + 1,8	2 + 2	2,5 + 2,5
Greutate, kgf	510	620	1900	2 000	2 200

Mașinile sînt alimentate de la sectorul de curent alternativ 220 sau 380 V, 50 Hz.





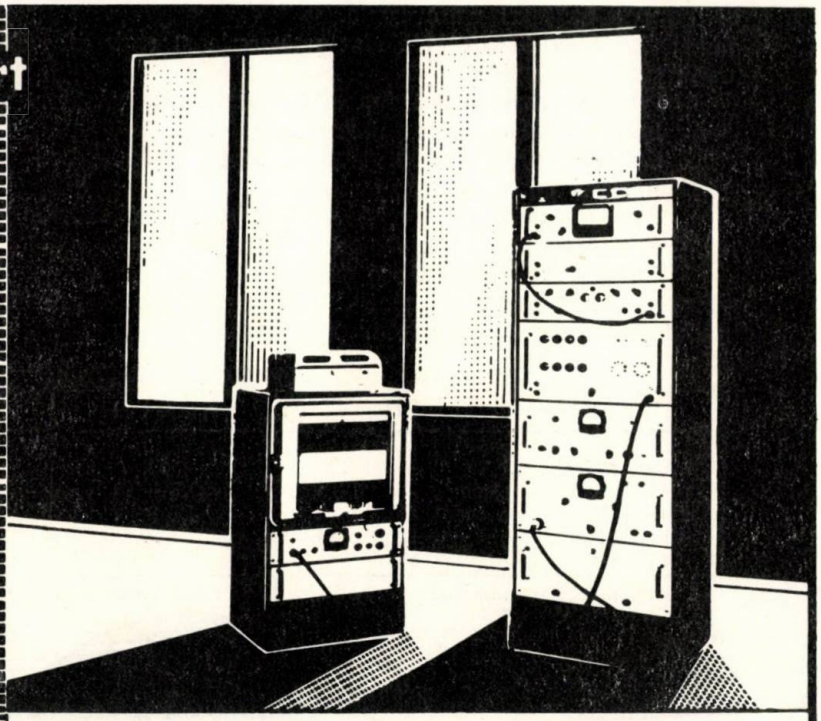
EXPORTATOR: V/O ENERGOMACHEXPORT

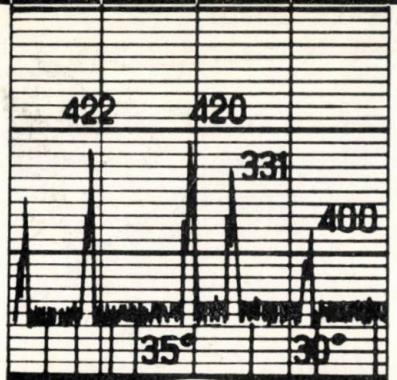
35, Str. Mosfilmovskaia, MOSCOVA
V-330, URSS
Telex: 255

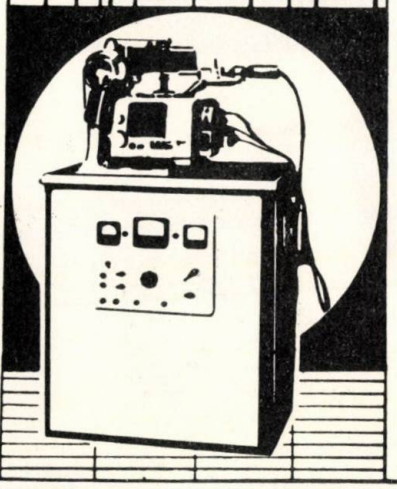
ENERGOMACHEXPORT

PUBLICOM

Techsnabexport







V/K „TECHSNABEXPORT"
OFERĂ
DIFRACTOMETRUL RADIOLOGIC
DRON—1

utilizat pentru analiza prin difracție a razelor X, pentru studiul monocristalelor și texturilor, pentru determinarea unghiului de tăiere a plăcilor monocristaline,

este folosit cu camere de înaltă și joasă temperatură

înaltă precizie de măsură a unghiurilor de difracție

Pentru orice informații vă rugăm a vă adresa la :

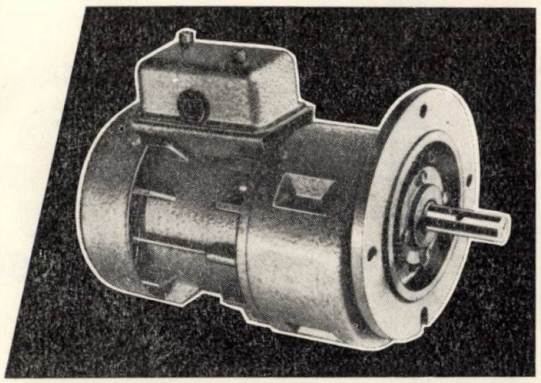
V/K „TECHSNABEXPORT"
Moscova G—200, URSS
Telefon : 244—32—85
Telex : 239

ДРОН·1

PUBLICOM

SIREM FRANȚA

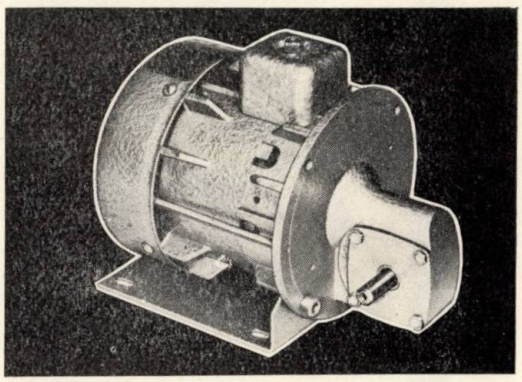
REDUCTOARE CU MOTOR

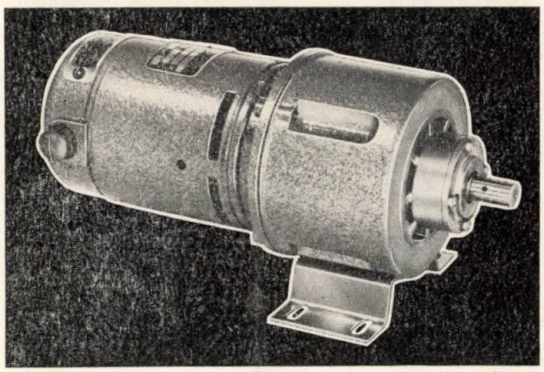


cu angrenaj

cu șurub fără sfîrșit

- monofozat - trifazat
- turația: de la 4,5 la 280 T/min.
- cuplu mecanic maxim utilizabil: 3,6 la 0,030 m/kg





cu viteză variabilă

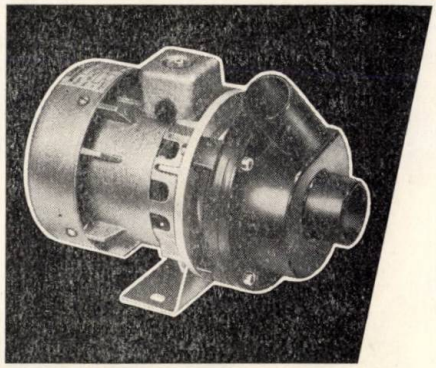
- monofazate - motoare cu excitație în derivatie
- două sensuri de rotație
- rapoarte de transformare 1/14 la 1/585
- cuplu mécanic maxim folosit: 4,5 la 0,180 m/kg

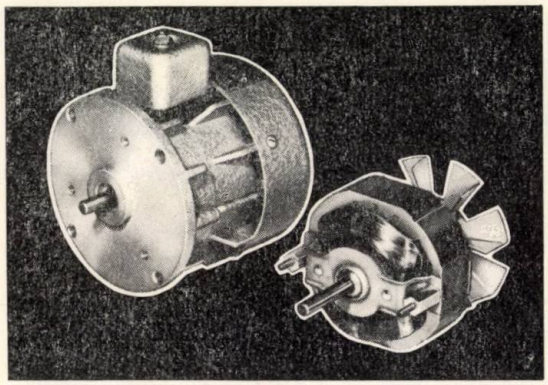
acționate prin variator de viteză
Interval de viteze : 1 la 20 cu cuplu constant

ELECTRO-POMPE

centrifuge-refulante

- debite : 2,5 m^3/oră la 10 m^3/oră
- carcasa căptușită cu RILSAN





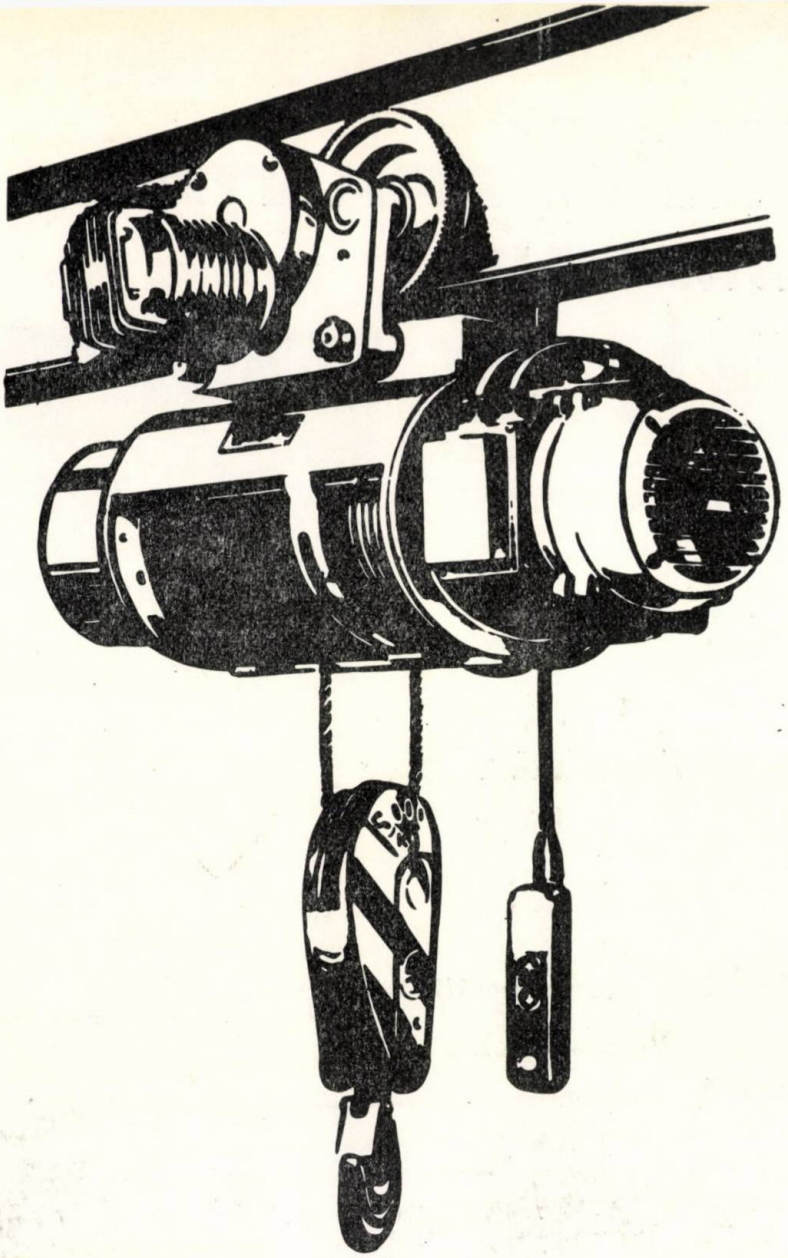
MOTOARE FRACȚIONARE

- monofazate - trifazate
- 1000 T/min. 1400 T/min. și 2800 T/min.
- putere utilă 17 W la 68 W
- pentru montaj cu ghiară sau centraj

Documentație tehnică la cerere

SIREM S.A.

B.P. 6.016-69-VILLEURBANNE Croix-Luizet-FRANCE
Tél 78/84-87-50 si 84-22-13



balkancar

sinonim cu înaltă calitate!

Palanele electrice ,,BALKANCAR"
prezintă numeroase aplicaţii
şi prin calităţile lor tehnice
vă vor da — desigur — deplină satisfacţie

PALANE ELECTRICE CU CABLU TIP T

capacitate de ridicare : 250 ÷ 12 500 kgf
Înălţime de ridicare : 6 ÷ 36 m

PALANE ELECTRICE CU LANŢ TIP MV

capacitate de ridicare : 125 ÷ 1 000 kgf
înălţime de ridicare : 3,2 ÷ 12 m

Construcţie uşoară şi compactă
Exploatare sigură şi simplă

La cererea clientului,
constructorii ,,BALKANCAR" asigură adaptarea materialului la condiţiile de exploatare :
● mediu exploziv ● climat tropical ● mediu corosiv ● temperaturi joase

Pentru orice informaţie sau cerere de ofertă, vă rugăm a vă adresa la :
BALKANCARIMPEX
Direcţia ,,Export"
Bulgaria, Sofia
56, str. Alabine
Telex : 022386
Telegrame :Balkancarimpex
Export — Sofia

PUBLICOM

STANKOIMPORT

Calitate de prelucrare garantată, datorită celei de a doua proprietăți a diamantului.

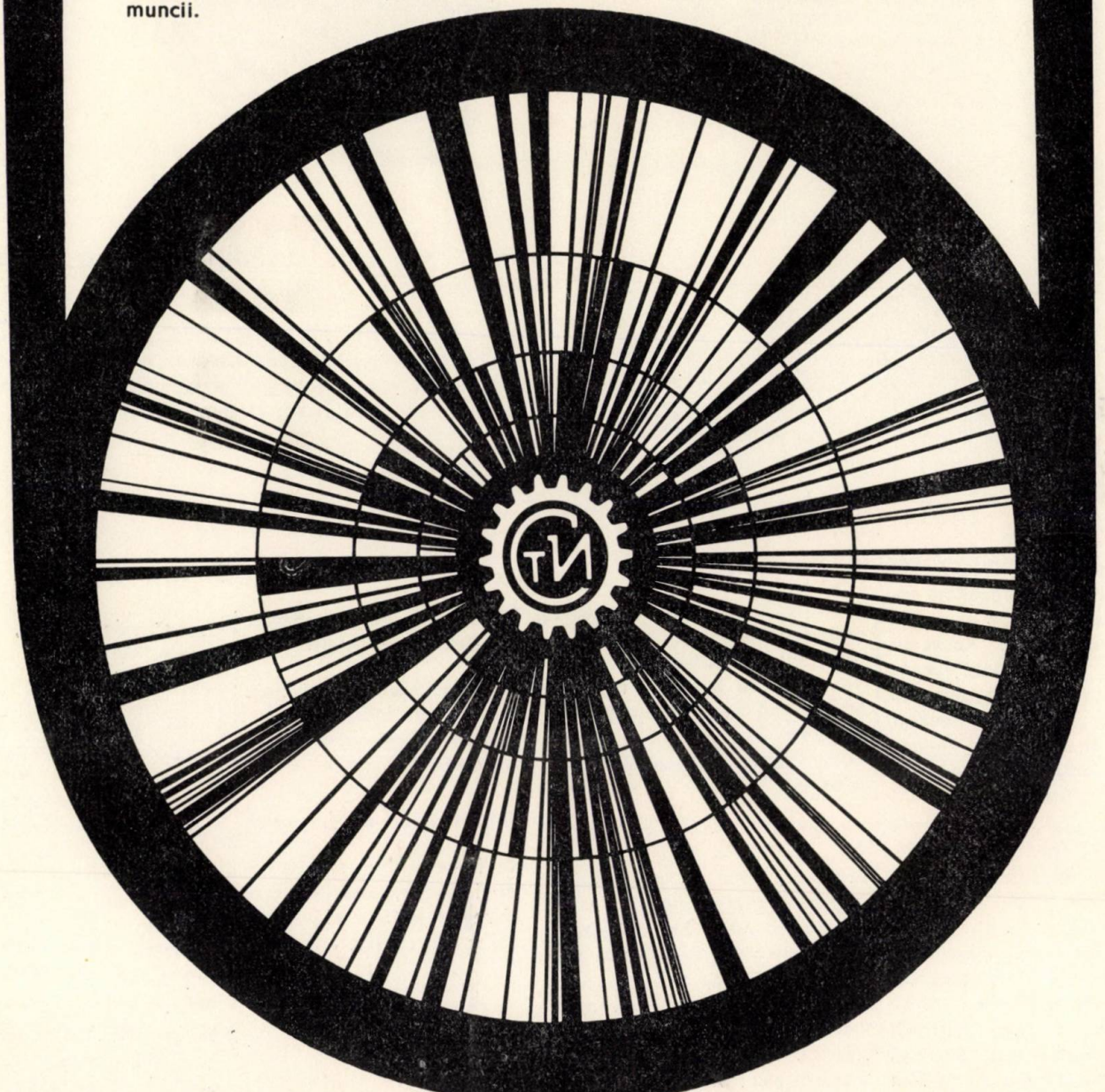
Duritatea de neegalat a sculelor noastre cu diamante :

- pietre, batoane, paste și pulberi
- scule pentru ascuțirea pietrelor abrazive
- scule pentru tăierea materialelor semi-conductoare
- scule pentru mașini de frezat
- ace pentru aparatele de control

este bine cunoscută în străinătate.

Cumpărînd sculele noastre, sînteți siguri de cîștig în ceea ce privește toate materialele.

Sînteți siguri că dispuneți de o sculă care va ridica randamentul și eficiența muncii.



Exportator : V/O „STANKOIMPORT" 32/34, Smolenskaia — Sennaia, Moscova G — 200, U.R.S.S.
Telefon : 244-21-32, Telex: 227

PUBLICOM

TIRISTORUL DE MARE VITEZA

întrunind frecvenţă înaltă curent mare tensiune ridicată

Desigur, vă mai amintiţi reclama noastră anterioară !

în care indicam trei noi aspecte ale programului nostru de fabricaţie pentru semiconductoare. Unul dintre aceste noi aspecte constă din tiristorul de mare viteză care a extins domeniul de aplicare al semiconductoarelor.

Noul tiristor de MARE VITEZĂ ASEA a reprezentat soluţia pentru o nouă serie de aplicaţii interesante. Acest tiristor de mare viteză poate fi utilizat în combinaţie cu inversoare cînd este necesar un timp de restabilire redus. În cadrul tiristoarelor noastre de mare viteză s-a reuşit să se combine un circuit de comutare cu timp de restabilire redus cu un curent de regim foarte mare.

Evident, timpul de restabilire al circuitului de comutare determină frecvenţa timpului de răspuns şi în unele aplicaţii tiristorul trebuie să permită declanşarea de mii de ori în fiecare secundă.

ASEA este unul din principalii fabricanţi de convertizoare cu o îndelungată experienţă în ce priveşte randamentul ridicat al tiristoarelor de mare viteză pentru frecvenţe înalte, în special pentru gama de 3 kHz.

Tiristoarele de mare viteză YST 3—01Q şi YST 3—02Q sînt prevăzute cu un circuit — poartă central, special, asigurîndu-le astfel excepţionale caracteristici de declanşare. În acest fel sînt cu totul corespunzătoare pentru frecvenţe foarte înalte şi pentru valori ridicate ale coeficientului de creştere a curentului de regim.

Aplicaţii :

- **Vehicule cu motoare de curent continuu**

  ca electrocare, cărucioare elevatoare, locomotive pentru mină, trenuri şi tramvaie

- **Inversoare de frevenţă**

  utilizate pentru cuptoarele de inducţie, întreruptoare şi reglarea turaţiei motoarelor de curent alternativ

Pentru specialist :

Curent de regim, valoa
eficace 450 A
Tensiune inversă

200—1000 V (YST 3—01
200—1400 V (YST 3—02

Curent de vîrf maxim 6200
Timp de restabilire pent
circuitul de comutare :

20 µs şi 30 µs (YST 3—01
60 µs (YST 3—02 Q)

Valoarea maxim admisibilă curentului de vîrf iterat pentru :

50 Hz, 50 A/µs este de 600
1000 Hz, 50 A/µs este de 550
3000 Hz, 50 A/µs este de 400

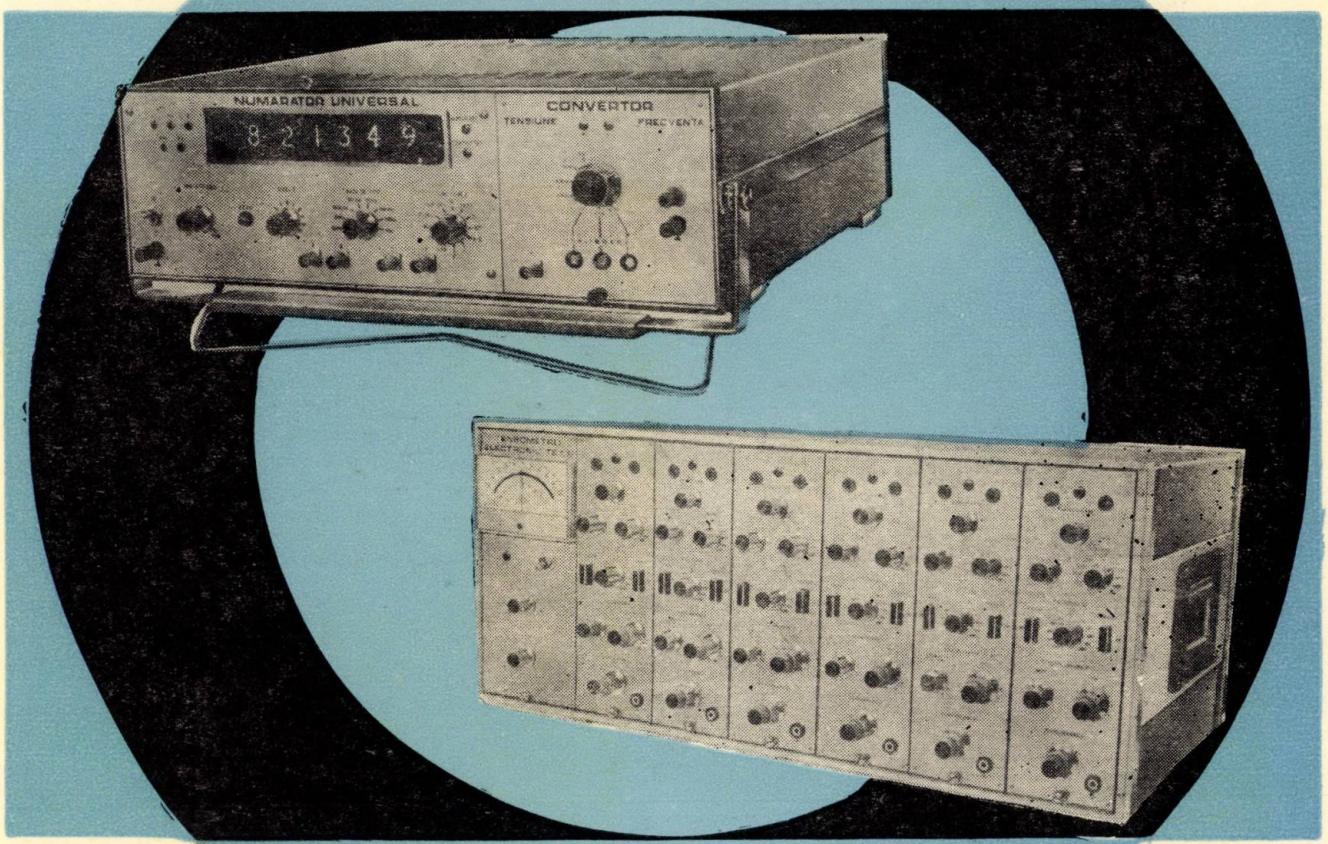
SEMICONDUCTOARELE
reglează întotdeauna productivitatea în creştere.

ASEA
VÄSTERÅS • SWEDEN

PUBLICO

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI PENTRU ELECTRONICĂ ŞI TEHNICĂ DE CALCUL

— Bucureşti, Bdul Kalinin nr 18, Sector 1, Telefon 33.61.91 —



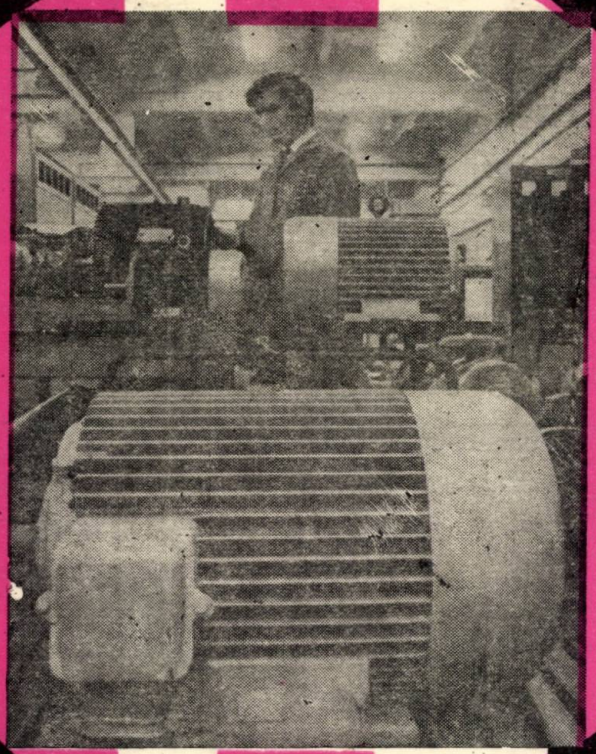
- Primeşte comenzi de cercetare şi proiectare pentru aparate şi echipamente electronice de laborator sau pentru industrie, din toate sectoarele economice.
- Execută studii tehnico-economice, modele experimentale şi prototipuri pentru:
  - aparate electronice de măsurat mărimi electrice
  - aparate electronice de măsurat mărimi neelectrice
  - surse de alimentare
  - echipamente de electronică industrială
  - aparate electronice pentru medicină şi biologie
  - echipamente de radiocomunicaţii
  - piese de ferită
- În centrul de calcul dotat cu echipament modern se execută la cerere programe în următoarele limbaje de programare:
  - FORTRAN
  - COBOL
  - ASSIRIS.

IFTC

19/1 SEP 1 91

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

INSTITUTUL DECORAT CU ORDINUL MUNCII CLASA I-a



Intenţionaţi desigur să vă diversificaţi produsele pe care le fabricaţi, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranţă că vă puneţi problema caracterizării unor materiale pe care le utilizaţi în producţie, pe care aţi dori poate să le înlocuiţi cu altele mai bune sau mai ieftine !.

Poate nu vă este indiferentă calitatea şi fiabilitatea produselor Dvs, doriţi standuri şi metode de încercări care să vă dea în orice moment, indicaţii asupra nivelului tehnic la care aţi ajuns cu produsele !

Exportaţi produse ? Vreţi să ştiţi ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizaţi să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

La toate aceste întrebări ca şi la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare şi Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE), care în această perioadă îşi întocmeşte planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură şi standuri de încercări moderne, specialişti de înaltă calificare, ateliere proprii de construcţii prototipuri, o experienţă de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteţi să i-o acordaţi.

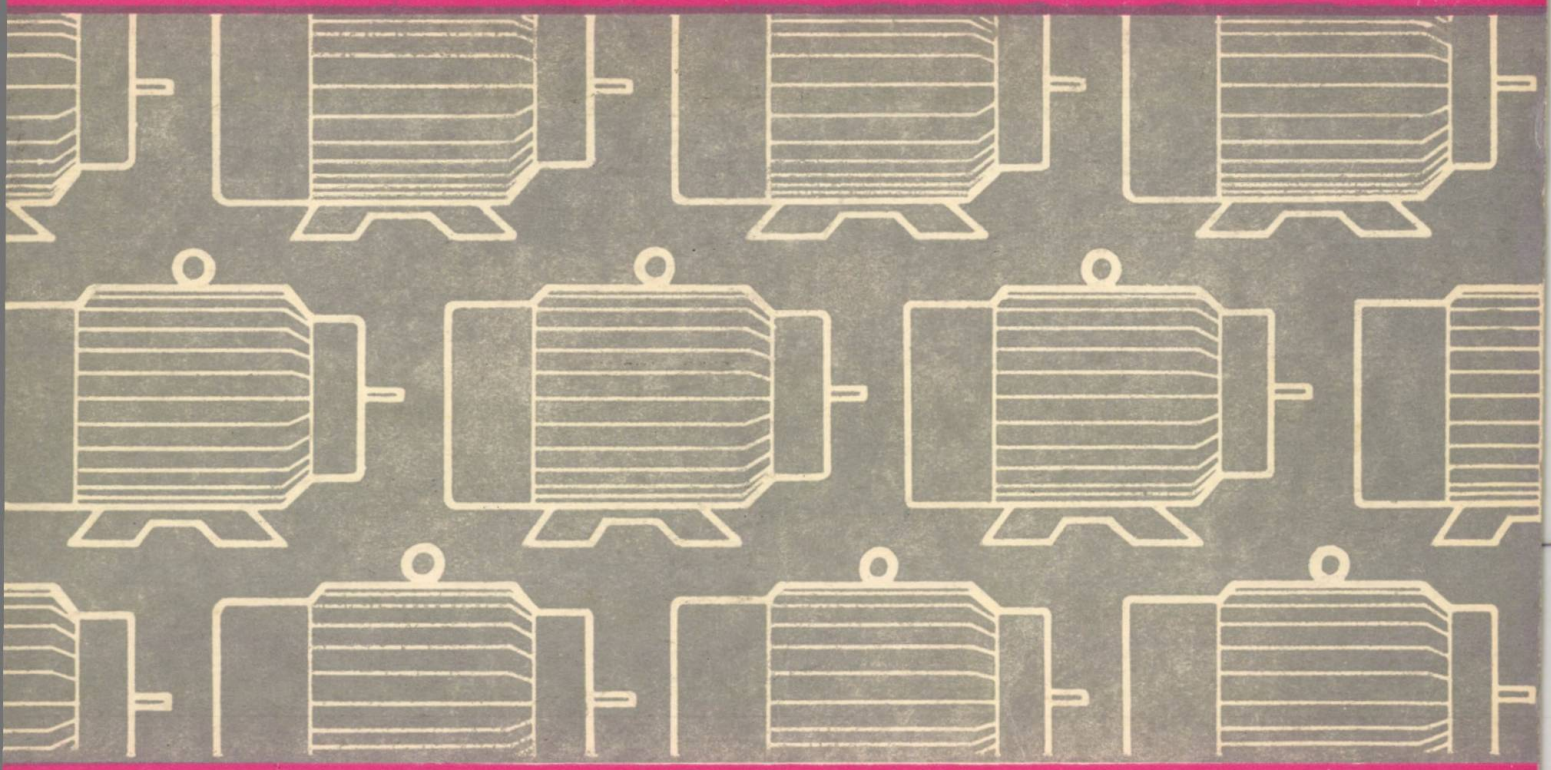
Telefonaţi la : 31.41.00

BUCUREŞTI ● BD.T. VLADIMIRESCU 45–47 ● TELEFON 31.41.00

E 2040

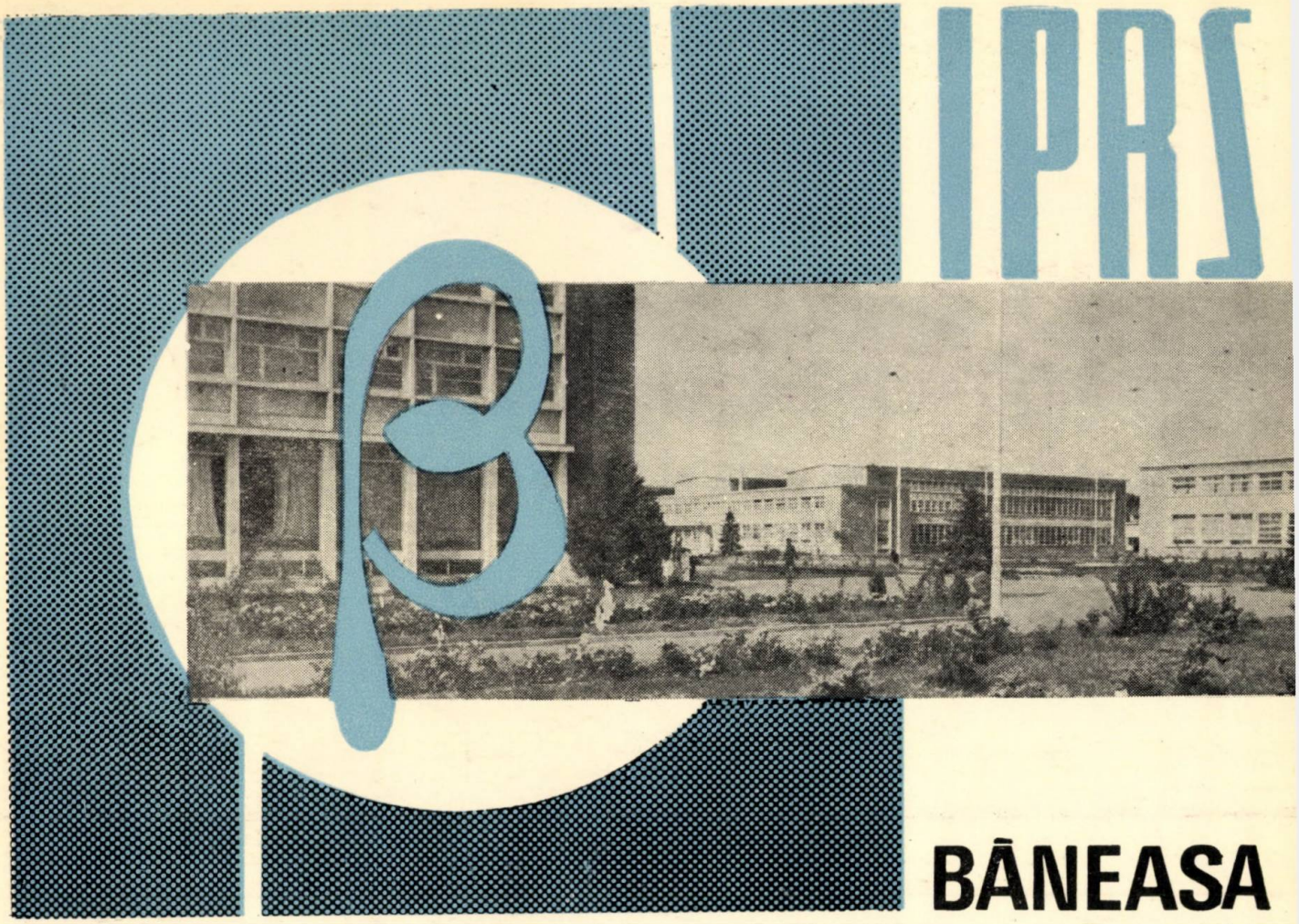
ELECTROTEHNICA

04



8

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 19 • Nr. 8 • AUGUST 1971



IPRS

BĂNEASA

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE ŞI SEMICONDUCTORI — BĂNEASA

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ROMÂNIA BUCUREŞTI II TELEFON 33.38.30 TELEX 011203 CONT VIRAMENT 300.60.200 BNRSRS. II

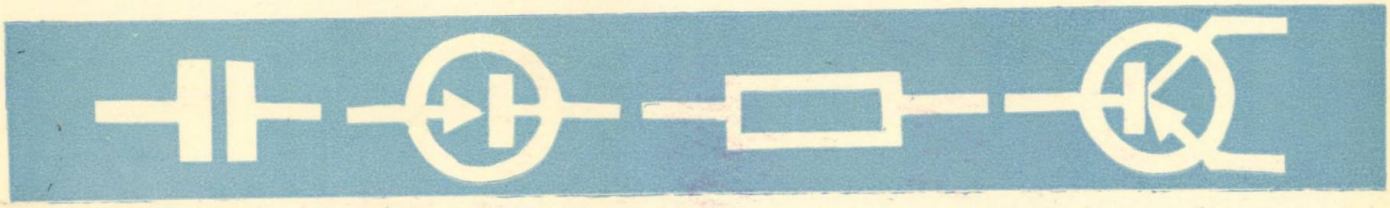
PIESE RADIO

Rezistoare cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare polistiren
Condensatoare poliester metalizat
Condensatoare hîrtie metalizată
Condensatoare hîrtie, pentru echipament auto
Condensatoare hîrtie, pentru startere
Condensatoare hîrtie, pentru antiparazitare
Condensatoare hîrtie, pentru telefonie
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Tranzistoare cu germaniu de joasă frecvenţă
— de mică putere
— de medie putere
— de putere
Tranzistoare cu germaniu de înaltă frecvenţă
— de mică putere
— drift
Tranzistoare de putere
Diode de semnal şi comutaţie cu contact punctiform
Diode redresoare cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere
Diode stabilizatoare de tensiune cu siliciu, de mică putere
Fotodiode cu germaniu

Vă rugăm să consultaţi cataloagele noastre.
Cabinetul tehnic, telef. 33.38.30/152.



ELECTROTEHNICA

Anul 19 · Nr. 8, pag. 277–316 august 1971

CUPRINS

CZ 621.313.1.013.2.001.24

Șlaiher, S. și *Zlatanovici, R.* : **Metoda relaxației și aplicarea ei la determinarea cîmpului magnetic în sistemele electromecanice**

Electrotehnica **19**, nr. 8., august 1971, p. 277–282

Determinarea exactă a cîmpului magnetic în sisteme electromecanice fiind dificilă, sau de multe ori imposibilă, apare ca necesară utilizarea metodelor de calcul numeric. În lucrare se indică utilizarea metodei diferențelor finite în varianta relaxației la determinarea printr-un calcul manual a cîmpului magnetic în întrefierul unui motor de curent continuu cu rotor disc. În exemplificarea dată se insistă asupra artificiilor necesare pentru ca durata calculului manual să fie rezonabilă.

CZ 621.312–761.004

Dobrescu, D. : **Siguranța în funcționare (fiabilitatea) a unui sistem serie cu restabilire**

Electrotehnica **19**, nr. 8, august 1971, p. 283–286

Se indică un model de analiză a siguranței în funcționare a sistemelor serie cu restabilire, rezultatele obținute iiind aplicate la analiza siguranței în funcționare a aspiratoarelor PRACTIC tip AP 7

CZ 621.313.32 ; 681.14

Micu, E. : **Studiul regimului tranzitoriu al mașinii sincrone cu calculatorul electronic numeric**

Electrotehnica **19**, nr. 8, august, 1971, p. 287–292

Se face o analiză comparativă a metodelor de studiu al regimului tranzitoriu al mașinii sincrone cu calculatoarele analogice și numerice. Se prezintă principiile metodei de studiu al regimului tranzitoriu prin integrarea numerică a sistemului complet de ecuații diferențiale din teoria celor două axe și se dau rezultatele obținute prin această metodă pentru un motor sincron comandat prin frecvență

CZ 621.315.61.086 ; 621.3.014.31

Pănoiu, A. și *Herșcovici, B.* : **Metoda de încercare prealabilă la arc electric a materialelor electroizolante.**

Electrotehnica **19**, nr. 8, august 1971, p. 292–300

Problema încercării și depistării la timp a materialelor rezistente sau nerezistente la arc electric fiind nerezolvată, prezintă în etapa actuală un interes deosebit în atenția constructorilor de întreruptoare de înaltă tensiune. Găsirea unei metode de încercare a materialului izolant în faza de semifabricat ar fi o rezolvare optimă a acestei probleme.

În lucrarea de față se prezintă rezultatele obținute la UEPC pe baza încercărilor efectuate cu un model de întreruptor.

CZ 621.317.42:538.632

Grün, U. : **Efectul Hall produs de cîmpul magnetic propriu într-un conductor infinit lung de secțiune dreptunghiulară și parcurs de un curent constant în timp.** I

Electrotehnica **19**, nr. 8, august 1971, p. 300–305

Lucrarea conține o soluție analitică a cîmpului magnetic în interiorul unei bare semiconductoare infinit lungi de secțiune dreptunghiulară, parcursă de curentul de conducție *I*, constant în timp ; soluția a fost obținută prin integrarea ecuației diferențiale Laplace pe care o satisfac componentele cîmpului magnetic. Condițiile de frontieră s-au considerat simplificate ținînd cont de faptul că lățimea plăcii este mult mai mare decît înălțimea ei. Cunoscînd cîmpul magnetic în interiorul barei s-a determinat expresia tensiunii Hall între un punct aflat pe axa barei și un punct periferic.

Pentru tînărul inginer

CZ 621.313.33.012.2.001.24

Simion, A. : **Asupra determinării exacte a diagramei cercului mașinii asincrone.**

Electrotehnica **19**, nr. 8, august 1971, p. 305–309

CZ 621.317.083.4.001.24

Ifrim, A. și *Săracin, M.* : **Asupra efectului dispersiunii magnetice a aparatului Epstein la măsurarea pierderilor în fier.**

Electrotehnica **19**, nr. 8, august 1971, p. 309–311

RECENZII ● REFERATE ● CRONICĂ

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România: acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil ; ing. V. BUNEA ; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU; ing. ȘT. GROSU ; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. LAZARIDE ; dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; academician prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ ; ing R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director : 14.62.67. Redacția : București, str. Mândinești, nr. 3, sector IV ; telefon secretar general de redacție : 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon : 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi : lei 100 anual ; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar : lei 5. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23—25, c. 2535. *Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/7928/1970*

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.313.1.013.2.001.14
Слайхер, С. и *Златанович, Р.*: **Метод релаксации и его применение при определении магнитного поля в электромеханических системах.**
Electrotehnica **19**, № 8, август 1971, стр. 277–282

Поскольку точное определение магнитного поля в электромеханической системе является затруднительным или очень часто невозможным, возникает необходимость применения метода числового расчета. В работе показан способ применения метода конечной разности в варианте релаксации при определении, путем ручного расчета, магнитного поля в зазоре двигателя постоянного тока в дисковом роторе. В приведенном примере отмечается необходимость в искусственных приемах, с тем чтобы продолжительность ручного расчета была рациональной.

ДК 621.312–761.004
Добреску, Д.: **Надежность в работе серийных восстановительных систем.**
Eletrotehnica **19**, № 8, август 1971, стр. 283–286

Показана модель анализа надежности в работе серийных востановительных систем. Полученные результаты применяются при анализе надежности работы пылесосов Практик типа АР 7.

ДК 621.313.32 ; 681.14
Мику, Е.: **Исследование неустановившегося режима синхронной машины при помощи электронного вылительного устройства**
Electrotehnica **19**, № 8, август 1971, стр. 287–292

Проводится сравнительный анализ методов исследования неустановившегося режима синхронной машины при помощи аналоговых и цифровых вычислительных машин. Излагаются принципы метода исследования неустановившегося режима путем численного интегрирования полной системы дифференциальных уравнений из теории наличия двух осей и приводятся результаты, полученные на основе данного метода для синхронного двигателя с частотным управлением.

ДК 621.315.61.086 ; 621.3.014.31
Пэною, А. и *Гершкович, Б.*: **Метод прдварительного испытания на электрическую дугу электроизоляционных материалов**
Electrotehnica **19**, № 8, август 1971, стр. 292–300

Поскольку вопрос испытания и своевременного определения сопротивляемости или несопротивляемости материалов в электрической дуге еще неразрешен, он представляет собой в актуальной стадии особый интерес для специалистов по производству высоковольтных выключателей. Изыскание метода испытания изоляционного материала в фазе полуфабриката могло бы послужить оптимальным решением данной проблемы.

В настоящей работе приводятся результаты, полученные U.E.P.C. на основании испытаний, проведенных на одной модели выключателя.

ДК 621.317.42 ; 538.632
Грюн, У.: **Эффект Галля, вызванный магнитным полем в бесконечно длинном проводнике прямоугольного сечения, через который происходит постоянный во времени ток I**
Eletrotehnica **19**, № 8, август 1671, стр. 300–305

Работа содержит аналитическое решение магнитного поля внутри бесконечно длинной полупроводниковой шины прямоугольного сечения, через которую проходит постоянный во времени ток проводимости *I;* решение получено путем интегрирования дифференциального уравнения Лапласа, удовлетворяющего составляющие магнитного поля. Граничные условия были упрощены вследствие того, что ширина пластины намного больше, чем её высота. Зная магнитное поле внутри шины, определено выражение напряжения Галля между точкой, находящейся на оси шины и периферийной точкой.

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА

ДК 621.313.33.012.2.001.24
Симион, А.: **К вопросу точного определения диаграммы окружности асинхронной машины**
Electrotehnica **19**, № 8, август 1971, стр. 305–309

ДК 621.317.421.2.083.4.001.24
Ифрим, А. и *Сэрэчин, М.*: **Об эффекте магнитОной дисперсии прибора Epstein-a при измерении потери в железе**
Electrotehnica **19**, 8, август 1971, стр. 309–311

INHALT

DK 621.313.1.013.2.001.24
Şlaiher S. und *Zlatanovici, R.* : **Die Relaxationsmethode und ihre Anwendung zur Bestimmung des magnetischen Feldes bei elektromechanischen Systemen.**
Electrotehnica 19, Nr. 8, August 1971, S. 277–282

Nachdem die genaue Bestimmung des magnetischen Feldes im elektromechanischen Systemen schwierig, ja sogar manchmal unmöglich ist, erscheint als notwendig die Anwendung der Methoden des nummerischen Rechnens. Die Arbeit zeigt die Anwendung der Methode der endlichen Differenzen in der Abart der Relaxation zur Bestimmung-mittels Berechnungdes magnetischen Feldes im Luftspalt eines Gleichstrommotors mit Scheibenrotor. Im angegebenen Beispiel geht man auf die Recheneinzelheiten ein, die benötigt werden damit die Dauer der Berechnung in annehmbaren Grenzen bleibt.

DK 621.312–761.004 283–236
Dobrescu, D. : **Die Betriebssicherheit der Reihensystemen mit Wierderherstellung.**
Electrotehnica 19, Nr. 8 August 1971, S. 283–286

Angegeben wird ein Untersuchungsbeispiel der Betriebssicherheit bei Reihensystemen mit Wiederherstellung, wobei die erzielten Resultate zur Untersuchung der Betriebssicherheit der „Practic A 7" — Staubsauger angewandt werden.

DK 621.313.32 ; 681.14
Micu, E. : **Unterzuchung des nicht stationären Betriebes der Synchronmaschine mit dem elektronischen Rechner.**
Electrotehnica 19, Nr. 8, August 1971, S. 287–292

Man unternimmt eine Vergleichsuntersuchung der Studiumsmethoden beim nicht stationären Betrieb der Synchronmaschine mit Hilfe der Analog — und Ziffernrechner. Dargestellt werden die Prinzipien der Studiumsmethode des nicht stationären Betriebes durch die nummerische Integrierung des gesamten Systems der Differentialgleichungen aus der Zweiachsentheorie, worauf dann die durch diese Methode erhaltenen Ergebnisse für einen frequenzgestenerten Synchronmotor angegeben werden.

DK 621.315.61.086 ; 621.3.014.31
Pănoiu, A. und *Herşcovici, B.* : **Varprüfungsmethode bei elektrischen Bogen von elektrischen Isolierstoffen.**
Electrotehnica 19 Nr. 8, August 1971, S. 292–300

Nachdem das Problem der Prüfung und der rechtzeitigen Feststellung der dem elektrischen Lichtbogen widerstandsfähigen oder nicht — widerstandsfähigen Stoffe noch nicht gelöst ist, stellt das im heutigen Stadium ein besonderes Interesse für die Konstrukteure der Hochspannungsschalter dar. Das Feststellen einer Prüfmethode des Izoliermaterials in der Phare des Halbfabrikates wäre eine Bestlösung dieses Problems.

Varliegende Arbeit bringt die beim UEPC erzielten Resultate auf — Grund der mit einer Schaltertype vargenommenen Prüfungen.

DK 621.317.42 ; 538.632
Grün, U. : **Der vom eigenen magnetischen Feld erzeugte Hall effekt in einem unendlich langen Leiter rechteckigen Querschnittes, welcher von einem zeitlich konstanten Strom *I* durchströmt wird.**
Electrotehnica 19, Nr. 8, August 1971, S. 300–305

Die Arbeit enthält eine analytische Lösung des magnetischen Feldes im Innern einer unendlich langen Halbleiterstange rechteckigen Querschnittes, die von eienem zeitlich kontanten Leitungsstrom *I* durchströmt wird ; die lösung erhielt man durch Integrierung der Laplace'schen Differentialgeichung, der die Komponenten des magnetischen Feldesge nügen. Die Grenzbedingen wurden als vereinfacht betrachtet auf Grund der Totsache dass die Breite der Platte viel grösser als ihre ttöhe ist. Beikenntnis des magnetischen Feldes im Innern der Stange bestimmt man den Ausdruck der Hallspannung Zwischen einem Achsenpunkt der Stange und einem Punkt der Oberfläche

FÜR DER JUNGE INGENIEUR

DK 621.313.33.012.2.001.24
Simion, A. : **Bezüglich der genauen Bestimmung des Kreisdiagrammes der Asynchronmaschine.**
Electrotehnică 19 Nr. 8, August 1971, S. 305–309

DK 621.317.421.2.083.4.001.24
Ifrim, A. und *Sărăcin, M.* : **Ueber die Wirkung der magnetischen Streuung des Epsteinapparates zur Messung der Eisenverluste.**
Electrotehnica 19 Nr 8 August 1971, S. 309–311

BUCHBESPRECHUNGEN ● REFERATE ● CHRONIK

CONTENTS

DC 621.313.1.013.2.001.24

Şlaiher, I. and *Zlatanovici, R.* : **Relaxation method and its application in determining the magnetic field in electromechanical systems.**

Electrotehnica **19**, nr. 8, aug 1971, p. 277–282

Since accurate assessment of the magnetic field in electromechnical systems is arduous and often impossible, one has to resort to numerical calculation methods. The paper describes the utilization of the finite differences method in the relaxation variant when the magnetic field of the air gap of a direct current disk armature motor is to be assessed by numerical calculation. In the example wich illustrates their article, the authors indicate the tricks due to reduce calculation time.

DC 621.312–761.004

Dobrescu, D. : **Operating safety in series systems with restoration**

Electrotehnica **19**, nr. 8, aug 1971, p. 283–286

The paper describes a model of analysis of the working reliability in series systems with restoration, applying the results to the analysis of the operation of „PRACTIC" AP–7 vacuum cleaners

---

DC 621.313.32 ; 681.14

Micu, E. : **Study of the transitory regime of synchronous machines by means of digital electronic computer.**

Electrotehnica **19**, nr. 8, aug 1971, p. 287–292

The author carries out a comparative analysis of the methods used in studying the transistory regime of synchronous machines by analogue and digital computers.

The paper presents the method based on numerical integration of the complete system of differential equations in the two-axis theory, supplying the results obtained by this method applied to a frequencycontrolled synchronous motor.

DC 621.315.61.086 ; 621.3.014.31

Pănoiu, A. and *Herşcovici, B.* : **Preliminary non-arcing property testing of electric insulating materials.**

Electrotehnica **19**, nr. 8, aug 1971, p. 292–300

Testing and detecting in due time the materials which show or do not show non-arcing property is a problem in which builders of high voltage switches have always been greatly interested. A method for the testing of insulating materials while still in a prefab state, would be the best solution to this problem. The paper presents the test results obtained at VEPC with a switch model.

DC 621.317.42 ; 538.632

Grün, U. : **Hall effect produced by the magnetic field proper inside a rectangular cross-section conductor of unlimited length through wich passes a steady current (I).**

Electrotehnica **19**, nr. 8, aug 1971, p. 300–305

The paper presents an analytical solution of the magnetic field inside a rectangular cross-section semi-conductor of unlimited length through which passes a steady conduction current, I; the solution was achieved by integration of Laplace differential equation which is satisfied by the components of the magnetic field. The Coundary conditions were considered to be simplified, seeing that the width of the plate is significantly bigger than its height. Knowing the magnetic field inside the bar one can determine the expression of Hall effect between a point located on the axis of the bar and peripheral point.

FOR YOUNG ENGINEERS

DC 621.313.33.012.2.001.24

Simion, A. : **On accurate determination of the circle diagram of asynchronous machines.**

Electrotehnica **19**, nr. 0 aug. 1971, p. 305–309

DC 621.317.421.2.083.4.001.24

Ifrim, A., and *Sărăcin, M.* : **About the effect of magnetic dispersion in Epstein apparatus on the measurement of core loss.**

Electrotehnica **19**, nr. 8, aug 1971, p. 309–311

SOMMAIRE

CD 621.313.1.013.2.001.24

Sleiher, S. et *Zlatanovici, R.* : **La méthode de la rélaxation et son application lors de la détermination du champ magnétique dans les systèmes électromécaniques.**

Electrotehnica **19**, no. 8, aout 1971, p. 277–282

La détermination exacte du champ magnétique dans les systèmes électronomécaniques étant difficile, ou souvent impossible, l'utilisation des méthodes de calcul numérique apparait nécessaire. Dans cet ouvrage on indique l'utilisation de la méthode des différences finies dans la variante de la rélaxation, pour déterminer par un calcul manuel le champ magnétique dans l'entrefer d'un moteur de courant continu à roteur disque. Dans l'exemple donné on insiste sur les artifices nécessaires afin de rendre raisonable, la durée du calcul manuel.

CD 621.312–761.004

Dobrescu, D. : **La sureté pendant le fonctionnement (la fiabilité) des systèmes série à rétablissement.**

Electrotehnica **19**, no. 8, aout 1971, p. 283–286

On indique un modèle d'analyse de la sureté pendant le fonctionnement des systèmes série à rétablissement, les résultats obtenus étant appliqués à l'analyse de la sureté pendant le fonctionnement des aspirateurs PRACTIC type AP 7.

CD 621.313.32 ; 681.14

Micu, E. : **L'étude du régime transitoire de la machine synchrone à l'aide du calculateur numérique électronique.**

Electrotehnica **19**, no. 8, aout 1971, p. 287–292

On fait une analyse comparative des methodes utilisées pour étudier le régime transitoire de la machine synchrone à l'aide des calculateurs analogiques et numériques. On présente les principes de la méthode utilisée pour étudier le régime transitoire par l'intégration numérique du système complet d'équations différentielles de la théorie des deux axes et l'on presente les résultats obtenus par cette méthode pour un moteur synchrone commandé par fréquence.

CD 621.315.61.086 ; 621.3.014.31

Pănoiu, A. et *Herşcovici, B.* : **La méthode pour les essais préalables des matériaux électroisolants à l'arc électrique.**

Electrotehnica **19**, no. 8, aout 1971, p. 292–300

Le problème des essais et de la détection en temps utile des matériaux résistants ou bien ne résistant pas à l'arc électrique n'étant pas encore solutionné, présente dans l'étape actuelle un grand intéret pour les constructeurs d'interrupteurs de haute tension, qui lui accordent une attention toute particulière. Le fait de trouver une méthode d'essais du matériel isolant, dans la phase de semifabriqué représenterait une solution optima de ce problème.

Dans cet ouvrage on présente les résultats obtenus à l'O. E.P.C. à la suite des essais effectués à l'aide d'un modèle d'interrupteur.

CD 621.317.42 ; 538.632

Grün, U. : **L'effet Hall produit par le champ magnétique respectif dans un conducteur à longuer infinie et à section quadrangulaire et traversé par un courant (I) qui demeure constant.**

Electrotehnica **19**, no. 8, aout 1971, p. 300–305

L'ouvrage comprend une solution analytique du champ magnétique à l'intérieur d'une barre semi-conductrice infiniment longue, à section quadrangulaire, traversée par un courant de conduction I, qui demeure constant ; on a obtenu la solution en intégrant l'équation différentielle Laplace que les componentes du champ magnétique satisfont. On a considéré comme simplifiées les conditions de frontière en tenant compte du fait que la largeur de la plaque est beaucoup plus grande que sa hauteur. Connaissant le champ magnétique à l'intérieur de la barre, on a déterminé l'expression de la tension Hall entre un point situé sur l'axe de la barre et un point périphérique.

RUBRIQUE DU JEUNE INGÉNIEUR

CD 621.313.1.012.2.001.24

Simion, A. : **Considérations concernant la détermination exacte du diagramme du cercle de la machine asynchrone.**

Electrotehnica **19**, no. 8, August 1971, S. 305–309

CD 621.317.421.2.083.4.001.24

Ifrim, A. et *Sărăcin, M.* : **En ce qui concerne l'effet de la dispersion magnétique de l'appareil Epstein lors du mesurage des pertes dans le fer.**

Electrotehnica **19**, no. 8, aout 1971, p. 309–311

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 19 Nr. 8 București, august 1971

MŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS INTÉZET

Metoda relaxației și aplicarea ei la determinarea cîmpului magnetic în sistemele electromecanice

SIGISMUND ȘLAIHER ȘI RODICA ZLATANOVICI* — București

CZ 621.313.1.013.2.001.24

În determinarea analitică a cîmpului magnetic din diverse sisteme electromecanice ca : electromagneți, relee, transformatoare, servomotoare, generatoare, [1], [2] etc. apare ca necesară utilizarea din ce în ce mai largă a metodelor numerice de calcul, din cauză că, în majoritatea aplicațiilor practice, rezolvarea exactă a ecuațiilor diferențiale ale cîmpului este dificilă, dacă nu chiar imposibilă.

Utilizînd metodele numerice de calcul ale diferențelor finite se poate obține o eroare relativă mai redusă decît în cazul rezolvării exacte a ecuațiilor diferențiale, din cauză că în acest din urmă caz sînt necesare o serie de aproximații în ceea ce privește conturul domeniului care interesează, condițiile la limită, gradul de saturație etc. [3], [4], [5].

Metodele de calcul numeric se cunosc de foarte mult timp, dar dezvoltarea utilizării acestor metode în ultima vreme în scopuri tehnice se explică prin apariția și uriașa amploare pe care a luat-o folosirea ordinatoarelor [6].

În paralel cu utilizarea ordinatoarelor ca instrument de calcul, s-au dezvoltat și o serie de tehnici de calcul care să stea la dispoziția celui care calculează și nu dispune de un ordinator, dar care trebuie totuși să rezolve, într-un timp scurt, probleme de cîmp. Ansamblul acestor tehnici de calcul, dezvoltate în special în literatura tehnică americană, este cunoscut sub denumirea globală de „*metoda relaxației*" [7].

Prezentul articol își propune să analizeze și să exemplifice faptul că, într-o serie de aplicații tehnice privind determinarea cîmpului magnetic în domeniile amintite, se poate utiliza cu succes, într-un timp practic acceptabil, metoda de calcul numeric a diferențelor finite, fără necesitatea utilizării unui ordinator. Evident că aceeași tehnică de calcul poate fi perfect utilizată și la determinarea cîmpului electric din aceleași sisteme, cu condiția ca mărimea cîmpului să satisfacă, în domeniul care interesează, ecuația Laplace. Deși, în principiu, metoda diferențelor finite se poate aplica pentru probleme care satisfac ecuația Laplace în spațiul tridimensional, în cazul metodei relaxației, practic pot fi rezolvate numai problemele de cîmp plan paralel, care, deci, satisfac ecuația Laplace în plan.

1. Metoda diferențelor finite.

Această metodă numerică de aproximație constă în înlocuirea derivatelor parțiale într-un punct — prin dezvoltarea în serie Taylor — cu diferența valorilor funcției în puncte învecinate, așa cum se arată în [8]. În scopul aplicării acestei metode, domeniul care interesează este acoperit cu o rețea a cărei formă depinde de conturul domeniului și de gradul de precizie pe care dorim să-l obținem. În mod obișnuit se utilizează o rețea rectangulară cu ochiuri pătrate, în care caz relația de calcul pentru scalarul cîmp căutat A_0 în nodul 0, în funcție de valorile aceluiași cîmp în punctele învecinate 1, 2, 3, 4 este :

$$A_0 = \frac{A_1 + A_2 + A_3 + A_4}{4}. \qquad (1)$$

În cazurile în care conturul domeniului impune utilizarea unor coordonate polare, relația de mai sus devine :

$$A_0 = \frac{A_1 + A_3 + A_2\left(1 + \frac{\Delta\theta}{2}\right) + A_4\left(1 - \frac{\Delta\theta}{2}\right)}{4}, \qquad (2)$$

în care $\Delta\theta$ este unghiul de deschidere al ochiului exprimat în radiani.

Pentru cazurile în care $\Delta\theta$ se alege suficient de mic ($\Delta\theta \ll 2$), calculul se poate efectua folosind relația (1). Atunci cînd frontiera domeniului o impune, se recurge la utilizarea unor rețele cu stele nesimetrice, așa cum se arată

* Ing. *S. Șlaiher* este șef de laborator la I.C.P.E., iar *R. Zlatanovici* este inginer la același institut.

în figura 1, în care caz relaţia de calcul devine [6]:

$$\frac{A_1}{p(1+p)}+\frac{A_2}{q(1+q)}+\frac{A_3}{1+p}+\frac{A_4}{1+q}-\left(\frac{1}{p}+\frac{1}{q}\right)A_0=0. \quad (3)$$

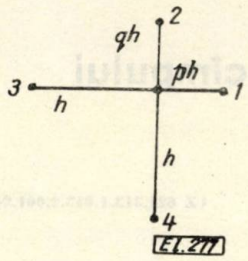


Fig. 1. Stea nesimetrică.

Două tipuri de reţele, folosite mai rar şi reprezentate în figura 2, sînt reţelele cu ochiuri formate din triunghiuri echilaterale, sau hexagoane, regulate. Acestea se utilizează în problemele în care frontiera coincide, pe anumite porţiuni, cu laturile acestor reţele.

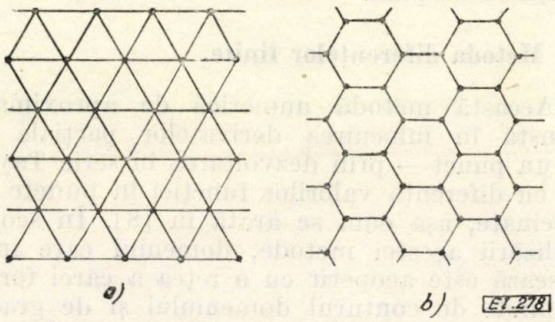


Fig. 2. a) Reţea cu ochiuri triunghilare. b) Reţea cu ochiuri hexagonale.

Metoda diferenţelor finite poate fi utilizată în două moduri distincte. În primul caz se scrie pentru fiecare nod o relaţie de tipul (1), (2), sau (3), obţinîndu-se în acest mod un sistem liniar de ecuaţii, în care numărul de necunoscute, egal cu numărul de ecuaţii, coincide cu numărul de noduri. Cum de obicei în aplicaţiile practice acest număr este mare, (de ordinul zecilor sau sutelor), rezolvarea unui astfel de sistem, deşi liniar şi cu mulţi coeficienţi nuli, necesită cu obligativitate utilizarea unui ordinator. În al doilea caz, se adoptă o metodă de iterare mai simplă, adecvată calculului manual. Această din urmă metodă, cunoscută sub denumirea de „metoda relaxaţiei", va fi analizată şi exemplificată în cele ce urmează.

2. Metoda relaxaţiei

În esenţă, această metodă constă dintr-o modificare continuă a valorilor scalarului cîmp, pînă cînd toate ecuaţiile simultane cu diferenţe finite sînt satisfăcute cu un grad suficient de precizie. Ideea care stă la baza metodei relaxaţiei a fost enunţată încă din 1728 de J. Bernoulli, dar abia în ultima vreme i s-a acordat un interes deosebit. De menţionat că procedeul se aplică comod la rezolvarea ecuaţiei Laplace în condiţii tip Dirichlet.

Trebuie spus explicit că utilizarea acestei metode „ad literam", aşa cum s-a arătat mai sus, conduce, în special în cazul în care numărul de noduri este relativ mare, la un calcul care necesită o durată de timp practic irealizabilă. Din această cauză, această metodă utilizează anumite tehnici de calcul auxiliare, în scopul accelerării convergenţei procesului de iterare şi deci a reducerii timpului afectat calculului. Pentru aceasta este necesară introducerea noţiunii de *reziduu* în punctul 0, definit ca fiind:

$$R_0 = A_1 + A_2 + A_3 + A_4 - 4A_0, \quad (4)$$

astfel încît procesul de iteraţie, în loc să se aplice scalarului cîmp, se aplică acestui reziduu. Cînd reziduurile tuturor ecuaţiilor cu diferenţe finite sînt nule, valorile scalarului cîmp corespund soluţiei exacte a acestor ecuaţii, care, evident, diferă de acelea ale ecuaţiilor diferenţiale propriu-zise. În practică reducerea riguroasă la 0 a tuturor reziduurilor este dificilă, dar se poate obţine o bună aproximaţie a soluţiei exacte atunci cînd sînt satisfăcute următoarele condiţii:

— valorile individuale ale reziduurilor să fie reduse pînă la 0,1% din valoarea medie a scalarilor cîmp;

— suma algebrică a tuturor reziduurilor să fie de acelaşi ordin de mărime cu reziduurile individuale;

— reziduurile să fie răspîndite uniform, în ce priveşte mărimea şi semnul, în întreg domeniul analizat.

Operaţia de bază de reducere a reziduurilor se numeşte relaxaţia punctului. Astfel, într-un nod oarecare, valoarea reziduului se calculează utilizînd ecuaţia (4) şi acesta este redus la 0 printr-o schimbare a lui A_0 cu $R_0/4$. Această variaţie a lui A_0 produce schimbări egale ale reziduurilor, cîte una la fiecare dintre nodurile adiacente reţelei, exceptînd, evident, nodurile de pe contur.

În utilizarea metodei relaxaţiei punctului se recomandă să se considere în fiecare etapă nodul care are cel mai mare reziduu.

Viteza de convergenţă a procesului de iterare poate fi mult accelerată prin utilizarea a două artificii importante: primul se referă la variaţii ale gradului de relaxaţie aplicat într-un nod (subrelaxaţie, sau suprarelaxaţie), iar al doilea constă în relaxarea în mai multe puncte simultan (relaxaţia în linie, sau în bloc).

Cînd scalarul cîmp într-un nod variază cu o cantitate suficientă pentru a schimba semnul reziduului în nodul respectiv, operaţia este numită suprarelaxaţie, iar cînd scalarul cîmp

variază cu o cantitate insuficientă ca să anuleze reziduul, operația se numește subrelaxație. Utilizarea acestor artificii accelerează convergența, dar evident, necesită o oarecare experiență. Este imposibil de a da reguli precise pentru utilizarea subrelaxației și suprarelaxației, dar se pot indica circumstanțele generale în care fiecare din ele este potrivită. Astfel, atunci cînd se constată că un reziduu este înconjurat de reziduuri de același semn, sau atunci cînd, după procesul de iterare în nodurile vecine, un reziduu revine la o valoare de același ordin de mărime și cu același semn, utilizarea suprarelaxației are ca rezultat o îmbunătățire a convergenței. Într-un mod similar, în regiunile în care un reziduu este înconjurat de reziduuri de semne contrare, sau cînd relaxația reziduurilor adiacente produce o inversare de semn a reziduului considerat, este foarte potrivită utilizarea subrelaxației. Gradul de relaxație ce trebuie aplicat în diverse noduri trebuie estimat în legătură cu influența procesului de relaxație în celelalte noduri, în particular în cele adiacente nodului considerat.

Un artificiu mai eficient de accelerare a convergenței este relaxația în bloc sau linie. Pentru înțelegerea acestui artificiu este util a se considera, mai întîi, următoarele trăsături generale ale relaxației în linie și în bloc, pentru o variație cu o unitate a scalarului cîmp :

— variația reziduului într-un nod dintr-o linie sau un bloc este egală cu $(n-4)$, unde n este numărul celorlalte noduri în linie sau în bloc, cu care este conectat nodul respectiv ;

— variația reziduului într-un nod din afara liniei sau blocului este egală cu numărul de noduri, din interiorul liniei sau blocului, cu care este conectat nodul respectiv prin liniile rețelei ;

— variația totală a reziduurilor în toate nodurile liniei sau blocului este egală cu variația totală ce apare la nodurile adiacente liniei sau blocului.

Utilizarea relaxației în bloc sau în linie este indicată atunci cînd, în grupurile de noduri, reziduurile sînt de același semn. Din acest punct de vedere, relaxația în bloc și suprarelaxația sînt două alternative similare, dar se recomandă prima, deoarece operează pe un număr mare de noduri.

Îndemînarea celui care calculează se evidențiază în alegerea judicioasă a nodurilor ce alcătuiesc un bloc și a gradului de relaxație. Această îndemînare se capătă prin rutină.

În cursul calculului, pentru a ne asigura că nu s-a comis o eroare în determinarea reziduurilor, se recomandă ca, la anumite intervale, să se recalculeze valorile acestora din valorile curente ale scalarului cîmp.

Soluțiile obținute utilizînd metoda diferențelor finite conțin erori de metodă, denumite erori de ochi ; acestea se datoresc înlocuirii ecuațiilor diferențiale prin ecuații cu diferențe finite și sînt funcție de mărimea laturii ochiului.

Folosind un proces de extrapolare pentru cazul $h \to 0$, Richardson, [6] și [7], indică o metodă de determinare a soluției ecuațiilor cu diferențe finite, care se bazează pe faptul că eroarea de ochi este proporțională cu pătratul laturii acestuia. Astfel, dacă A este limita soluției pentru cazul rețelei cu latură nulă și $A_{(h)}$, respectiv $A_{(h/2)}$ sînt soluțiile rețelelor cu laturi de lungime h și respectiv $h/2$, atunci :

$$A = A_{(h)} - kh^2 = A_{(h/2)} - \frac{kh^2}{4}. \qquad (5)$$

unde k este o constantă de proporționalitate. Eliminînd pe k din aceste ecuații, obținem soluția estimată pentru lungimea nulă a laturii rețelei, ca find :

$$A = \frac{4}{3} A_{(h/2)} - \frac{1}{3} A_{(h)}. \qquad (6)$$

Utilizarea judicioasă a acestor două artificii face ca rezolvarea unei rețele cu circa 100 noduri să se poată realiza prin metoda relaxației în cîteva ore, în timp ce, dacă am avea la dispoziție un ordinator, aceeași operație s-ar realiza în cîteva minute, evident exceptînd programarea și introducerea programului.

3. Rezultate experimentale și de calcul.

În cele ce urmează se va exemplifica utilizarea metodei relaxației, inclusiv artificiile de calcul recomandate, la determinarea componentei utile (axiale) a cîmpului magnetic, creat de magneții permanenți în întrefierul unei mașini de curent continuu axiale, cu rotor disc, de tip Servalco TM—620. Evident că cele relevate în acest exemplu se pot aplica întocmai pentru orice sistem electromecanic cu magneți permanenți sau cu electromagneți alimentați în curent continuu. Pentru cazul în care avem de a face cu cîmpuri pulsatorii sau învîrtitoare, metoda prezentată este aplicabilă, operîndu-se însă cu fazori, în locul scalarilor cîmp.

În [8] s-a determinat, cu ajutorul sondei Hall, repartiția discretă a inducției magnetice (în Gauss) pe conturul din întrefier, indicat în figura 3. Deoarece întrefierul mașinii este suficient de mic, se poate considera că după axa z componenta axială a inducției magnetice nu variază, deci se va opera în plan. Pe de altă parte, deși forma geometrică a domeniului implică folosirea unui sistem de coordonate polar (ρ, θ), totuși, ținînd seama că $\Delta\theta = \frac{\pi}{40}\text{rad} \ll 2$, se va recurge la relația (1) și nu la relația (2).

Întrucît inducția magnetică variază relativ lent în zona axei polare și relativ rapid în apropierea marginii polului, domeniul s-a împăr-

ţit în două zone distincte, dintre care prima conţine o reţea rară, iar a doua o reţea deasă. Valorile inducţiei măsurate pe contururi sînt reprezentate în figura 4.

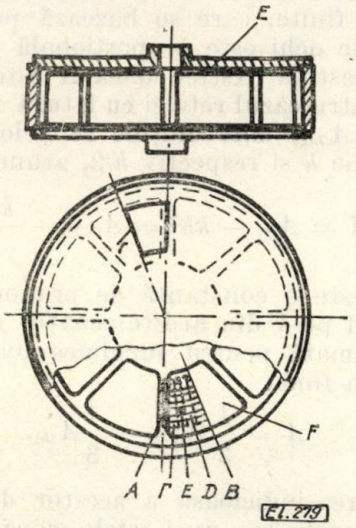


Fig. 3. Sistemul inductor şi jugul de închidere a fluxului; domeniul de măsură a cîmpului magnetic: A – axa neutră; B – axa polară; Γ – contur de măsură; D – domeniul de măsură E – sonda Hall; F – pol.

Aplicarea metodei relaxaţiei punctului se va exemplifica în domeniul alăturat axei polare, (cu reţeaua mai rară), pornind cu valorile ini-

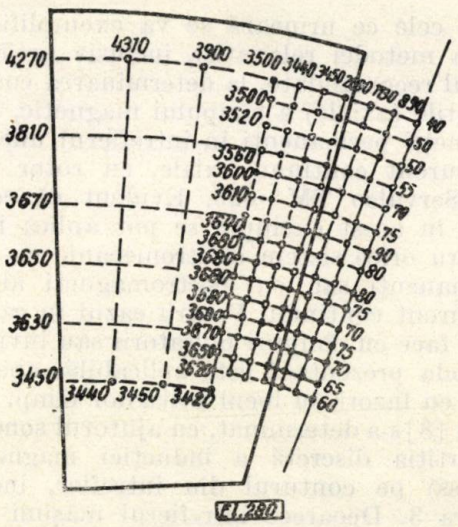


Fig. 4. Domeniul de măsură cu cele două sisteme de reţele şi valorile măsurate pe contururi.

ţiale nule ale inducţiei în nodurile interioare de la a la h (vezi fig. 5). Pentru calcul, valorile inducţiilor în noduri se găsesc în stînga nodului respectiv, iar valorile reziduurilor în dreapta acestuia. Se începe cu evaluarea reziduurilor în fiecare nod, utilizînd ecuaţia (4). De exemplu, în nodul d valoarea reziduului este $R_d = 38104 + 4310 + 0 + 0 - 4 \times 0 = 8120$.

Utilizînd relaxaţia punctului, în fiecare etapă a calculului este redus temporar reziduul cel mai mare. Iniţial, reziduul cel mai mare apare în nodul d şi este 8120; acesta poate fi anulat

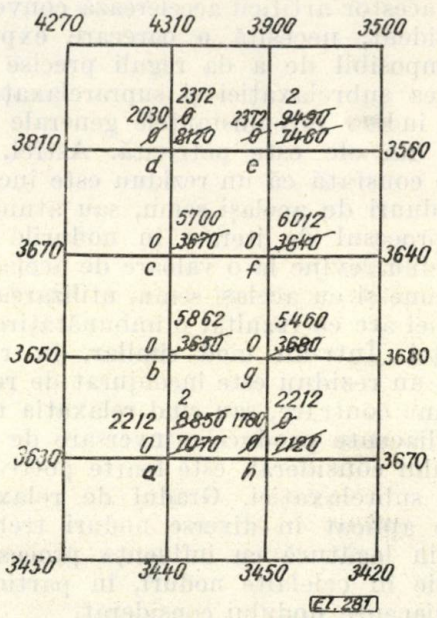


Fig. 5. Exemplificarea metodei relaxaţiei punctului.

schimbînd valoarea inducţiei B_d cu $8120/4 = 2030$. Noua valoare a lui B_d este $0 + 2030 = 2030$ şi este reprezentată în figura 5. Variaţia lui B_d influenţează reziduurile din nodurile adiacente c şi e, (dar nu şi pe acelea de pe frontieră, în care inducţiile sînt fixe) şi astfel reziduurile din aceste noduri trebuie să fie schimbate prin adăugarea variaţiei pe care a suferit-o şi B_d, adică 2030. Aceasta conduce la noi reziduuri care vor fi $7460 + 2030 = 9490$ în nodul e şi respectiv $3670 + 2030 = 5700$ în nodul c. În această etapă cel mai mare reziduu apare în nodul e şi este 9490. Pentru a-l reduce este necesară o schimbare a lui B_d cu $9490/4 = 2372{,}5$ şi, (pentru a nu lucra cu numere zecimale), este convenabil să facem o variaţie de 2372 şi să lăsăm un reziduu de $+2$. Reziduurile din nodurile d şi f sînt de asemenea schimbate cu 2372. Continuînd în acelaşi mod, urmează o relaxaţie în nodurile a şi apoi h, după care s-au obţinut pentru inducţii şi reziduuri valorile din figura 5, transcrise, ca valori iniţiale, în figura 6. În continuare se va exemplifica artificiul suprarelaxaţiei. În figura 6 se observă că cel mai mare reziduu se află în nodul f şi este 6012. Dacă l-am anula, valoarea inducţiei în nodul f ar deveni $0 + 1503 = 1503$, iar reziduurile în nodurile adiacente s-ar schimba astfel: în nodul e reziduul devine $2 + 1503 = 1505$, în nodul g devine $5460 + 1503 = 6963$, iar în nodul c vom avea reziduul cel mai mare şi anume $5700 + 1503 = 7203$. Dacă l-am reduce acum pe acesta din urmă la $+3$, valoarea reziduului redus anterior în nodul f devine $0 + 1800 = 1800$. Acest proces de revenire a reziduului într-un nod poate fi prevăzut. În acest

caz, se va suprarelaxa reziduul din nodul f în prima operaţie. El devine astfel negativ dar presupunînd că s-a folosit gradul potrivit de suprarelaxaţie, el va fi anulat atunci cînd vor fi completate operaţiunile în nodurile e, c şi g. În exemplul de mai sus vom mări inducţia în nodul f cu 2 000. Reziduul în nodul e devine $2+2\,000=2\,002$, în nodul c devine $5700+2000=7700$, în nodul g devine $5460+2000=7460$. Acum cel mai mare reziduu este în nodul c şi are valoarea 7700. Se anulează acest reziduu şi astfel inducţia în nodul c devine $0+7700/4=1925$, în nodul d devine $2372+1925=4297$, în nodul b devine $5862+1925=7787$, iar în nodul f care ne interesează devine $-1988+1925=-63$, deci reziduul a fost redus foarte mult. Acest exemplu a ilustrat necesitatea utilizării suprarelaxaţiei.

Într-un mod similar se poate utiliza procedeul subrelaxaţiei, prin care semnul reziduului în nodul care interesează nu se schimbă. Subrelaxaţia se utilizează în situaţiile indicate în paragraful 3.

După cum s-a arătat anterior, a doua şi cea mai importantă metodă de accelerare a vitezei de convergenţă este relaxaţia în linie şi în bloc. Se transcriu rezultatele din figura 6, obţinute după suprarelaxaţie, în figura 7. Prin metoda relaxaţiei în linie putem reduce simultan reziduurile din nodurile b şi g. Respectînd regulile indicate în paragraful 3, putem mări valorile inducţiilor în aceste noduri cu cîte 2500. Nodul b este legat cu un singur nod al liniei şi anume cu g. Aceasta înseamnă că reziduul în nodul b va fi redus cu $(1-4)\,2500=-7500$ şi va deveni $7787-7500=287$. În nodul g variaţia reziduului va fi aceeaşi, căci nodul g este legat tot cu un singur nod al liniei şi reziduul va deveni $7460-7500=-40$.

În nodurile vecine liniei reziduul creşte după cum urmează: întrucît nodul c este legat cu un singur nod al liniei şi anume b, reziduul creşte cu $1\times2500=2500$ şi devine $0+2500=2500$. Similar, în nodul f reziduul devine $-63+2500\times1=2437$. În nodul a reziduul devine 2502, iar în h devine 4712. Putem continua calculul cu reducerea reziduurilor în blocul format din nodurile c, d, e şi f. În fiecare dintre aceste noduri s-a mărit inducţia cu 1200. Nodul d este legat cu două noduri din bloc, deci reziduul său va varia cu $(2-4)\,1200=-2400$ şi va deveni $4297-2400=1897$. În mod similar se calculează şi reziduurile din nodurile e, f, c. Nodul b, vecin cu blocul, va suporta o creştere a reziduului cu 1×1200, întrucît este legat cu un singur nod al blocului. La fel se întîmplă şi cu nodul g.

Îmbinînd judicios relaxaţia punctului cu suprarelaxaţia şi subrelaxaţia şi cu relaxaţia în linie şi în bloc, convergenţa procesului poate fi mult sporită. Efectuînd calculele în continuare pe principiul expus se obţin rezultatele din figura 8.

Pentru zona situată în marginea polului s-a procedat iniţial la rezolvarea unei reţele mai rare, cu $h'=2h$, deoarece calculul unei reţele

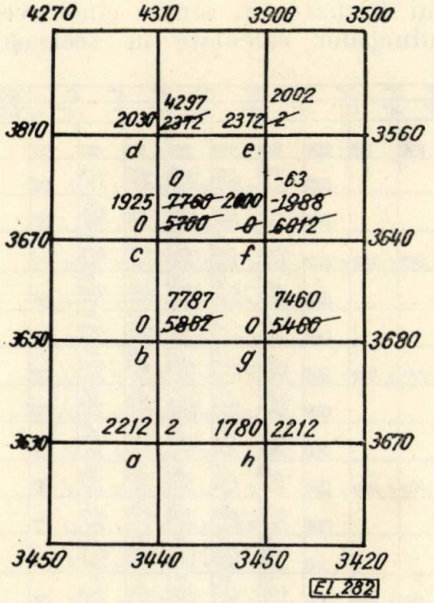


Fig. 6. Exemplificarea artificiilor subrelaxaţiei şi suprarelaxaţiei.

cu multe noduri de la început este dificil şi din această cauză nu se recomandă.

Pentru zona cu reţeaua deasă (finală) metoda relaxaţiei duce la rezultate care se pot

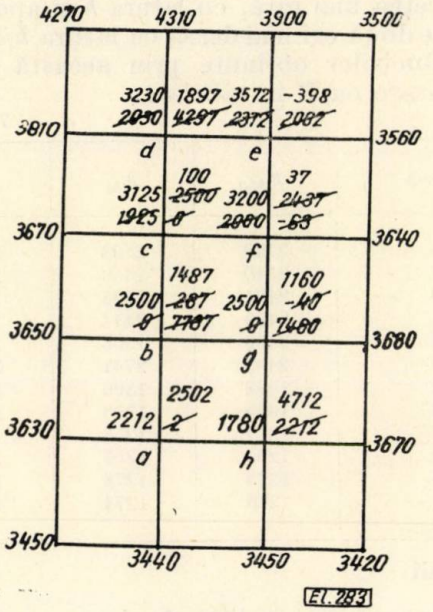


Fig. 7. Exemplificarea artificiilor relaxaţiei în linie şi bloc.

compara cu cele obţinute prin rezolvarea exactă a sistemului de 65 ecuaţii cu 65 necunoscute pe ordinatorul CET — 501. Erorile

astfel stabilite, date în figura 8, nu depășesc 2%.

Așa cum s-a specificat în paragraful 2, eroarea de ochi poate fi compensată prin metoda lui Richardson, atunci cînd avem valorile inducțiilor calculate în aceleași noduri

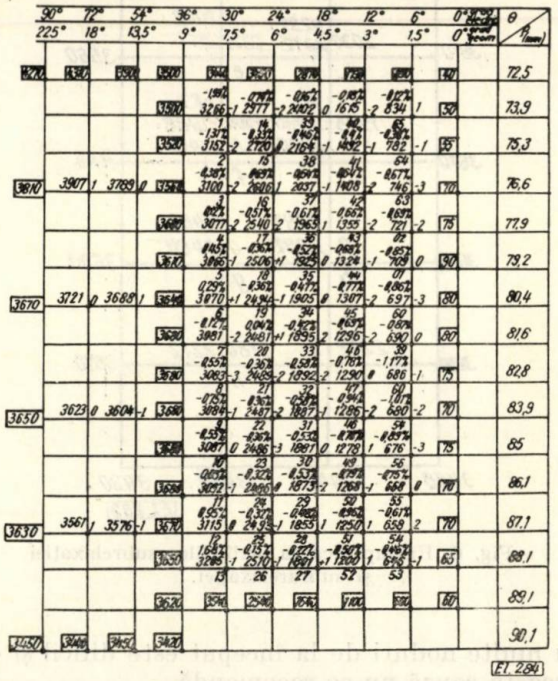


Fig. 8. Rezultatele finale în cazul determinării inducției magnetice în întrefierul mașinii tip Servalco TM-620.

într-o rețea mai rară, cu latura h și apoi într-o rețea de două ori mai deasă cu latura $h/2$. Valorile inducțiilor obținute prin această metodă sînt notate cu B în tabela 1.

Tabela 1

Punct	$B_{(h/2)}$	$B_{(h)}$	B
15	2720	2503	2792,33
17	2540	2450	2570
19	2494	2425	2517
21	2489	2444	2504
23	2486	2505	2479,66
25	2493	2741	2410,33
41	1492	1390	1526
43	1355	1273	1382,33
45	1307	1258	1323,33
47	1290	1257	1301
49	1278	1278	1278
51	1250	1274	1242

Concluzii

În lucrare se analizează și se exemplifică aplicarea metodei diferențelor finite la problema determinării scalarului cîmp într-un domeniu dat, atunci cînd se cunoaște distribuția discretă a aceleiași mărimi pe conturul domeniului. Se arată că, pentru majoritatea aplicațiilor tehnice în care se cere determinarea cîmpului magentic într-o zonă cu simetrie plan paralelă, în care este satisfăcută ecuația Laplace, stabilirea valorilor discrete ale cîmpului pe frontieră se poate realiza cu ajutorul unei sonde Hall, iar determinarea cîmpului în întreg domeniul care interesează se poate obține cu metoda diferențelor finite, în varianta relaxației.

Se menționează că, în scopul accelerării convergenței și deci a reducerii timpului de calcul pînă la o valoare rezonabilă, se impune cu obligativitate utilizarea unor artificii de calcul, cunoscute sub numele de suprarelaxație, subrelaxație, relaxație în linie și în bloc. Aceste artificii sînt exemplificate pentru cazul determinării cîmpului magnetic produs de un sistem de magneți permanenți în întrefierul unui motor cu rotor disc. Cu această ocazie se verifică că, pentru aplicații tehnice de acest gen, se poate recurge cu același grad de precizie și într-un timp practic acceptabil la un calcul manual, atunci cînd nu se dispune de un ordinator de mare capacitate.

În plus, se indică un calcul al erorilor datorite rețelei, realizat printr-o metodă de extrapolare.

Evident că exemplul ales poate fi extins pentru orice altă aplicație de cîmp electric, magnetic, termic etc. cu condiția ca să fie verificată în domeniul care interesează ecuația Laplace în plan și să se cunoască valorile discrete ale cîmpului respectiv pe contur.

Bibliografie

[1] *Taegen, F.* și *Weis, M.* Über die Streuung im Luftspalt von Turbogeneratoren. In: ETZ—A, vol. 88, nr. 13, 1967, p. 313—316.

[2] *Vitkovitch, D.* Field analysis. Experimental and computational methods. New-York, D. Van Nostrand Company Ltd, 1966.

[3] *Nasar, S.A.* Electromagnetic theory of electrical machines. In: Proc. IEE, vol. III, nr. 6, iunie 1964, p. 1123—1129.

[4] *Hague, B.* The principles of electromagnetism applied to electrical machines, Dover, 1962.

[5] *Carter, F.W.* The magnetic field of the dynamo-electric machine. In: J. IEE, 1926, 64, p. 1115.

[6] *Binns, K.J., Lawrenson, P.J.* Analysis and computation of electric and magnetic field problems. Pergamon Press. 1963, p. 333.

[7] *Moon, P., Spencer, D.E.* Field theory for engineers. New Jersey, D. Van Nostrand Company. Inc. Princeton, 1961.

[8] *Lăzăroiu, D.F.* și *Șlaiher, S.* Contribuție la determinarea cîmpului magnetic în întrefierul mașinilor electrice. În Electrotehnica **8**, nr. 8, p. 294—301.

Intrat în redacție la 19. II 1971

Siguranța în funcționare (fiabilitatea) a unui sistem serie cu restabilire

DAN N. DOBRESCU* — București

CZ 621.312—761.004

Funcționarea corectă a unui sistem în timpul exploatării constituie unul din obiectivele principale ale studiului siguranței în funcționare.

Scopul lucrării este de a indica un model de analiză a siguranței în funcționare a sistemelor serie cu restabilire, model ce permite definirea unor caracteristici noi pentru fiabilitatea acestora.

Rezultatele obținute sînt aplicate la analiza siguranței în funcționare a aspiratoarelor PRACTIC tip AP 7.

1. În [1] prin *sistem* se înțelege orice construcție, formată din părți pe care le numim componente, părți a căror siguranță este dată.

Sistemul pentru care ieșirea din funcționare a oricărui element duce la ieșirea din funcționare a întregului sistem se numește *sistem serie* [2].

Să presupunem că avem un sistem serie, format din n componente, de asemenea că defectarea componentelor este independentă una de alta, adică defectarea unei componente sau unui grup oarecare de componente nu schimbă siguranța în funcționare a celorlalte componente.

Sistemul pentru care componentele se supun unui proces de restabilire în sensul în care se definește în [1] se numește *sistem cu restabilire.*

2. Fie :

— τ_j' $(j = 1, ..., n)$ — variabila aleatoare ce desemnează perioadele de funcționare ale elementului j ;

— τ_j'' $(j = 1, ..., n)$ variabila aleatoare ce desemnează perioadele de restabilire ale elementului j.

Presupunem că perioadele de funcționare și de restabilire ale fiecărei componente sînt distribuite după aceeași lege în cadrul fiecărei componente, dar legile diferă de la un tip de componentă la altul, adică funcțiile de repartiți a perioadelor de funcționare pentru fiecare componentă (aici s-a presupus cazul cel mai general în care sistemul este format din n componente diferite) sînt :

$$F_j(t) = P(\tau_j' < t) \quad 1 \leqslant j \leqslant n,$$

iar funcțiile de repartiție a perioadelor de restabilire

$$G_j(t) = P(\tau_j'' < t) \; 1 \leqslant j \leqslant n.$$

3. În cele ce urmează vom defini o serie de caracteristici ale siguranței sistemelor serie cu restabilire și anume :

a) *funcția de siguranță de ordin m a sistemului* — $R_m(t)$, este probabilitatea ca să avem în sistem cel mult m schimburi de stare, adică :

$$R_m(t) = \sum_{k=0}^{m} P_k(t), \tag{1}$$

unde

$P_k(t)$ este probabilitatea ca pînă la momentul t în sistem să aibă loc k schimbări de stare*.

În baza definiției dată siguranței în funcționare în [1], din relația (1) rezultă că $R_0(t) = P_0(t)$ este funcția de siguranță în funcționare a sistemului.

b) *funcția de restabilire de ordin m a sistemului* $S_m(t)$
este probabilitatea ca să avem 2m schimbări de stare în sistem adică :

$$S_m(t) = P_{2m}(t); \tag{2}$$

c) *probabilitatea ca să avem cel puțin o reparație în sistem pînă la momentul* t — $D(t)$ este :

$$D(t) = 1 - \sum_{k=0}^{1} P_k(t) \tag{3}$$

d) *Numărul mediu de reparații în sistem pînă la momentul* t — $Q(t)$ *este* :

$$Q(t) = \sum_{k=1}^{\infty} k \, P_{2k}(t). \tag{4}$$

4. În baza considerațiilor făcute în paragraful 2, se poate spune că probabilitatea ca să avem o defecțiune a componentei j în intervalul de timp $(t, t + \delta)$, condiționată de funcționarea fără defecte pînă la momentul t, este :

$$A_j(t, t + \delta) = \frac{F_j(t + \delta) - F_j(t)}{1 - F_j(t)} = q_j(t)\,\delta + \sigma(\delta) \tag{5}$$

unde :

$$\lim_{\delta \to 0} \frac{\sigma(\delta)}{\delta} = 0;$$

iar probabilitatea ca să avem o restabilire în intervalul de timp $(t, t + \delta)$, a componentei j,

* Matematician *D.N. Dobrescu* este cercetător științific la I.P.A.

* Prin schimbare de stare se înțelege o defectare sau restabilire.

condiționată de funcționarea fără restabiliri pînă la momentul t, este :

$$B_j(t, t+\delta) = \frac{[G_j(t+\delta)\, G_j - (t)}{1 - G_j(t)} = \\ = r_j(t)\,\delta + \sigma(\delta)\cdot \qquad (6)$$

În baza relațiilor (5), (6), putem defini un proces aleator care să definească o serie de caracteristici ale siguranței sistemelor serie restabilite. Acest proces îl definim astfel :

a) probabilitatea ca în intervalul de timp $(t, t+\delta)$ să aibă loc o schimbare de stare în sistem este $\sum_{j=1}^{n} A_j\,(t, t+\delta)$ dacă aceasta este o defectare, sau $\sum_{j=1}^{n} B_j\,(t, t+\delta)$ dacă aceasta este o restabilire ;

b) probabilitatea ca în intervalul de timp $(t, t+\delta)$ să aibă loc mai mult decît o schimbare de stare în sistem este $\sigma(\delta)$;

c) probabilitatea ca în intervalul de timp $(t, t+\delta)$ să nu aibă loc o schimbare de stare în sistem este :

$$\left[1 - \sum_{j=1}^{n} A_j(t, t+\delta)\right],$$

dacă ultima schimbare de stare pînă la momentul t a fost o restabilire, și

$$1 - \sum_{j=1}^{n} B_j(t, t+\delta)$$

dacă ultima schimbare de stare pînă la momentul t a fost o defectare.

Pe baza celor prezentate putem scrie* :

$$P_0(t+\delta) = P_0(t)\left[1 - \sum_{j=1}^{n} A_j(t, t+\delta)\right] + \sigma(\delta)$$

$$P_1(t+\delta) = P_1(t)\left[1 - \sum_{j=1}^{n} B_j(t, t+\delta)\right] + \\ + P_0(t)\cdot \sum_{j=1}^{n} A_j(t, t+\delta)\left[1 - \sum_{j=1}^{n} B_j(t, t+\delta)\right] + \sigma(\delta)$$

$$P_{2k}(t+\delta) = P_{2k}(t)\left[1 - \sum_{j=1}^{n} A_j(t, t+\delta)\right] + \\ + P_{2k-1}(t)\left[1 - \sum_{j=1}^{n} A_j(t, t+\delta)\right]\sum_{j=1}^{n} B_j(t, t+\delta) + \sigma(\delta)$$

$$P_{2k+1}(t+\delta) = P_{2k+1}(t)\left[1 - \sum_{j=1}^{n} B_j(t, t+\delta)\right] + \\ + P_{2k}(t)\left[1 - \sum_{j=1}^{n} B_j(t, t+\delta)\right]\sum_{j=1}^{n} A_j(t, t+\delta) + \sigma(\delta),$$

$$k = 1, 2 \ldots \qquad (7)$$

* În plus s-a avut în vedere că sistemul este un sistem serie și deci după o defecțiune trebuie să urmeze o reparație (sistemul nu poate funcționa după mai multe defecțiuni fără ca după fiecare defecțiune să fie restabilit).

de unde ținînd seama de relațiile (5) (6), împărțind cu δ și trecînd la limită pentru $\delta \to 0$, se obține :

$$P_0'(t) = -P_0(t)\sum_{j=1}^{n} q(t)$$

$$P_1'(t) = -P_1(t)\sum_{j=1}^{n} rj(t) + P_0(t)\sum_{j=1}^{n} q_j(t) \qquad (8)$$

$$P_{2k}'(t) = -P_{2k}(t)\sum_{j=1}^{n} q_j(t) + P_{2k-1}(t)\sum_{j=1}^{n} r_j(t).$$

Vom integra sistemul de ecuații diferențiale (8), în cazul particular în care :

$$F_j(t) = 1 - e^{-\lambda_j t}$$
$$G_j(t) = 1 - e^{-\mu_j t}$$

cu condițiile la limită $P_0(0) = 1, P_k(0) = 0$ pentru $k \geqslant 1$.

Avînd în vedere, în plus, că procesul este omogen (această situație corespunde perioadei de viață utilă a sistemului), adică :

$$A_j(t, t+\delta) = A_j(0, \delta) = \lambda_j\,\delta + \sigma(\delta)$$
$$B_j(t, t+\delta) = B_j(0, \delta) = \mu_j\,\delta + \sigma(\delta)$$
$$(j = 1, \ldots, n)$$

și deci :

$$q_j(t) = \lambda_j\,;\ r_j(t) = \mu_j.$$
$$(j = 1, \ldots, n).$$

Notînd :

$$\sum_{j=1}^{n} \lambda_j = \lambda\,; \qquad \sum_{j=1}^{n} \mu_j = \mu,$$
$$\lambda - \mu = \gamma$$

se obține sistemul (8) sub forma :

$$P_0'(t) = -\lambda P_0(t)$$
$$P_{2k+1}(t) = -\mu P_{2k+1}(t) + \lambda P_{2k}(t) \qquad (9)$$
$$P_{2k}'(t) = -\lambda P_{2k}(t) + \mu P_{2k-1}(t)$$
$$k = 0, 1, \ldots$$

Vom rezolva sistemul (9) cu ajutorul transformatei Laplace.

Aplicînd transformata Laplace se găsește că :

$$\mathfrak{L}_{2k}(s) = \frac{(\mu\lambda)^k}{(s+\lambda)^{k+1}(s+\mu)^k}$$
$$\mathfrak{L}_{2k+1}(s) = \frac{\mu^k\lambda^{k+1}}{(s+\lambda)^{k+1}(s+\mu)^{k+1}}, \qquad (10)$$
$$k = 0, 1, \ldots$$

*Tabela 1**

Subansamblu	Cod	Tipul defectului	Cod	j	Intensitatea de defectare 1/oră	Intensitatea de restabilire 1/oră
Motor	A	înlocuit rotor	A1	1	0,0006	0,01300
		înlocuit stator	A2	2	0,00001	0,01300
		înlocuit perii	A41	3		
		înlocuit portperii	A42	4	0,00009	0,01300
		reparat arc portperii	A43	5		0,00325
		înlocuit rulmenți	A5	6	—	0,01950
		depanat circuit electric	A6	7	0,00006	0,00325
Ventilator	B	înlocuit ventilator	B1	8	—	0,00480
		îndreptat polite	B2	9	0,00004	0,00480
Carcasă și accesorii	C	înlocuit carcasă	C1	10	—	0,01950
		înlocuit capace	C2	11	0,00001	0,00650
		înlocuit tub flexibil	C3	12	—	—
		reparat intreruptor	C4	13	0,00009	0,00163
Verificare	V		V	14	0,0004	0,00163

$\lambda = 0{,}0013 \quad \mu = 0{,}1055$

* Calculul intensității de defectare (λ) respectiv de restabilire(μ) s-a făcut cu ajutorul relațiilor :

$\lambda = 1/t_m$; $\mu = 1/t_{mr}$;

unde ; t_m – timpul mediu între defecțiuni ; t_{mr} – timpul mediu necesar restabilirii (depanării).

unde cu $\mathfrak{L}_k(s)$ s-a notat transformata Laplace a funcției $P_k(t)$, adică :

$$\mathfrak{L}_k(s) = \int_0^\infty e^{-st} P_k(t)\,dt = \mathfrak{L}\,[P_k(t)].$$

Pe de altă parte, se știe că [3] transformata Laplace inversă se calculează cu ajutorul relației :

$$\mathfrak{L}^{-1}[F(s)] = \sum_{k=1}^{n} \sum_{l=1}^{m_k} \frac{K_{kl}}{(m_k - l)!}\, t^{m_k - l} e^{s_k t} \qquad (1)$$

unde :

$$F(s) = \frac{A(s)}{B(s)}$$

$$B(s) = C(s - s_1)^{m_1}(s - s_2)^{m_2} \ldots (s - s_n)^{m_n}$$

$$K_{kl} = \frac{1}{(1-1)!}\left[\frac{d^{l-1}}{ds^{l-1}} \cdot \frac{(s - s_k)^{m_k} A(s)}{B(s)}\right]_{s = s_k}.$$

Aplicînd relația (11) pentru relațiile (10), rezultă că :

$$P_{2k}(t) = \mu^k \lambda^k [p_k(t) e^{-\lambda t} + a_k(t) e^{-\mu t}]$$

$$P_{2k+1}(t) = \mu_k \lambda_k^{+1} [p_k^1(t) e^{-\lambda t} + a_k^1(t) e^{-\mu t}] \qquad (12)$$

$$k = 0,\ 1,\ \ldots$$

unde :

$$p_k(t) = (-1)^k \left[\frac{1}{k!(\lambda - \mu)^k} t^k + \right.$$

$$\left. + \sum_{i=1}^{k} \frac{\prod_{j=1}^{i} (k + i - j)}{i!(k-i)!(\lambda - \mu)^{k+i}} t^{k-i}\right]$$

$$k = 0,\ 1,\ \ldots$$

$$a_0(t) = 0$$

$$a_k(t) = \frac{1}{(k-1)!(\lambda - \mu)^{k+1}} t^{k-1} +$$

$$+ \sum_{i=1}^{k-1} (-1)^i \frac{\prod_{j=1}^{i} (k + 1 + i - j)}{i!(k-1-i)!(\lambda - \mu)^{k+1+i}} t^{k-1-i}$$

$$k = 1,\ 2,\ \ldots$$

$$p_k^1(t) = (-1)^{k+1} \left[\frac{1}{k!(\lambda - \mu)^{k+1}} t^k + \right.$$

$$\left. + \sum_{i=1}^{k} \frac{\prod_{j=1}^{i} (k + 1 + i - j)}{i!(k-i)!(\lambda - \mu)^{k+1+i}} t^{k-1}\right]$$

$$k = 0,\ 1,\ \ldots$$

$$a_k^1(t) = \frac{1}{k!(\lambda - \mu)^{k+1}} t^k +$$

$$+ \sum_{i=1}^{k} (-1)^i t^{k-i} \cdot \frac{\prod_{j=1}^{i} (k + 1 + i - j)}{i!(k-i)!(\lambda - \mu)^{k+1+i}} t^{k-i}$$

Din relațiile (10), se observă că :

$$\sum_{k=1}^{\infty} \mathfrak{L}_k(s) = \frac{1}{s},$$

de unde în baza transformării Laplace inverse, rezultă :

$$\sum_{k=1}^{\infty} P_k(t) = 1$$

Din relațiile (12) rezultă caracteristicile sistemelor serie cu restabilire (în cazul reparațiilor

Tabela 2

Timp (săptămini)	Timp* (ore)	R_0 (t)	S_1 (t)	D (t)
0	0	1	0	0
5	10	0,99	0,003	0,013
10	20	0,953	0,010	0,048
50	100	0,878	0,072	0,122
100	200	0,771	0,077	0,229
200	400	0,594	0,165	0,406
500	1 000	0,272	0,240	0,728

* S-a admis că în medie aspiratoarele sînt utilizate efectiv 2 ore pe săptămînă.

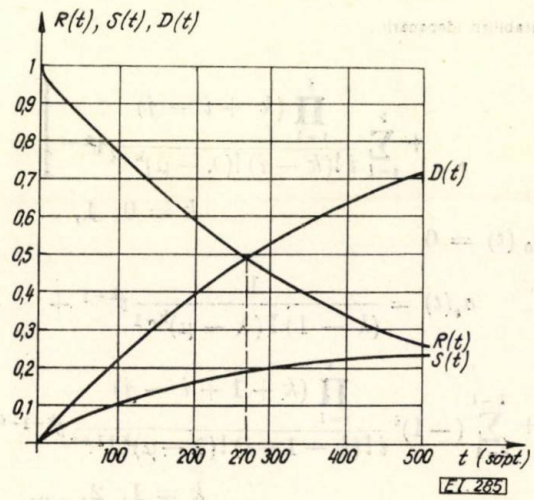


Fig. 1

exponențial negative de defectare și restabilire) și anume :

— funcția de siguranță în funcționare

$$R_0(t) = e^{-\lambda t}; \qquad (13)$$

— funcția de restabilire de ordinul întîi :

$$S_1(t) = \frac{\lambda\mu}{\gamma^2} e^{-\mu t} - \left[\frac{\lambda\mu}{\gamma^2} + \frac{\lambda\mu}{\gamma} t\right] e^{-\lambda t}; \qquad (14)$$

— probabilitatea ca să avem în sistem o reparație pînă la momentul t

$$D(t) = 1 + \frac{\mu}{\lambda - \mu} e^{-\lambda t} - \frac{\lambda}{\lambda - \mu} e^{-\mu t}; \qquad (15)$$

— numărul mediu de reparații în sistem pînă la momentul t ;

$$Q(t) \leqslant \frac{\lambda\mu t}{|\gamma|} e^{-\left(\lambda - \frac{\lambda\mu}{|\gamma|}\right)t} + \frac{\lambda\mu}{\gamma^2} e^{-\left(\lambda + \mu - \frac{\lambda\mu}{\gamma^2}\right)t} + \frac{\lambda\mu}{\gamma^2}\left(1 + \frac{\lambda\mu t}{|\gamma|}\right) e^{-\left(\mu - \frac{\lambda\mu}{|\gamma|}\right)t}. \qquad (16)$$

5. Vom aplica metoda de mai sus la analiza siguranței în funcționare a aspiratoarelor PRACTIC. Analiza se va efectua pe baza datelor statistice culese în cursul anului 1968 la un număr de circa 3 000 aspiratoare urmărite.

În urma prelucrării datelor statistice au rezultat intensitățile de defectare și de restabilire ce au fost înscrise în tabela 1.

Pe baza acestor rezultate și a relațiilor (13) —(15) s-a calculat funcția de siguranță în funcționare, funcția de restabilire de ordinul întîi, probabilitatea ca să avem în sistem o reparație pînă la momentul t, rezultate ce au fost înscrise în tabela 2 și reprezentate grafic în figura 1.

Din analiza figurii 1 rezultă că în aproximativ 5 ani trebuie făcută cel puțin o reparație. Pe de altă parte din relația (16) rezultă că pe an în medie este necesară cel mult o reparație, a aspiratoarelor de praf.

6. Prin aplicarea metodologiei cuprinse în prezenta lucrare se va adînci studiul siguranței în funcționare a unor produse electrotehnice reparabile. Considerarea acestora ca sistem serie cu restabilire va reprezenta un pas înainte, dar nu și ultimul, față de metoda clasică (sisteme serie simple).

Bibliografie

[1] *Gnedenco, V.B., Beliaev, K.I.* și *Solovev, D.A.* Metode matematice în teoria siguranței în funcționare. București, Editura Tehnică, 1968.

[2] *Șcerbakov, V.O.*K oțenke nadejnosti posledovatelinîh sistem svostanovleniem. În : Techniceskaia Kibernetika, nr. 1, ian-feb 1966, p. 56—60.

[3] *Vazaca, Gr.* Analiza și sinteza sistemelor automate liniare. București, Editura Academiei, 1961.

Intrat în redacție la 17. II. 1971

Studiul regimului tranzitoriu al mașinii sincrone cu calculatorul electronic numeric

EMIL MICU* — Brașov

CZ 621.313.32 : 681.14

Printre primele aplicații ale calculatoarelor numerice de mare capacitate se situează studiile de analiză a stabilității sistemelor electroenergetice [2], [5], [7], [8], [9], [10]. Creșterea puterii generatoarelor sincrone și a complexității sistemelor electroenergetice a necesitat o estimare din ce în ce mai exactă a limitelor de stabilitate, care să țină seama de caracteristicile regulatoarelor automate de tensiune. Pe de altă parte, creșterea numărului de aplicații industriale ale motoarelor sincrone, printre care acționările cu motoare sincrone comandate prin frecvență și acționările cu motoare sincrone fără perii, cu excitatoare de curent alternativ și redresoare cu semiconductoare rotitoare, a mărit exigența în studiile de stabilitate a acestor mașini. Mărirea preciziei poate fi obținută numai prin utilizarea calculatoarelor electronice numerice. Studiul stabilității sistemelor cu mașini sincrone pe modelele de rețea de curent continuu este posibil numai dacă se apelează la o serie de simplificări, printre care neglijarea efectului înfășurărilor de amortizare, a răspunsului circuitului de excitație, a nesimetriei pe cele două axe etc.

Utilizarea calculatoarelor analogice [1], [3], [4], [6], [13] este caracterizată de o mare elasticitate în studierea diferitelor regimuri de funcționare și în evidențierea influenței diferiților parametri asupra stabilității, dar prezintă dezavantajul că necesită un timp relativ mare pentru programare și pentru măsurători. În plus, pentru modelarea ecuațiilor diferențiale ale mașinii sincrone, ecuații neliniare din cauza produselor dintre fluxuri și curenți din expresia cuplului electromagnetic, sînt necesare multiplicatoare analogice, elemente costisitoare și de precizie redusă, de care dispun numai calculatoarele mari.

Calculatoarele electronice numerice moderne, rapide și de mare capacitate de memorare, constituie un instrument valoros în studiul regimurilor tranzitorii ale mașinii sincrone. Unica metodă exactă de determinare a variațiilor în timp a mărimilor care caracterizează funcționarea în regim tranzitoriu (curenți, fluxuri, cuplu electromagnetic, unghi de sarcină) o constituie rezolvarea directă a sistemului complet de ecuații diferențiale ale mașinii. Variația în timp a unghiului de sarcină, numit și unghi de stabilitate, dă indicii sigure asupra stabilității mașinii, atunci cînd regimul staționar normal de funcționare este perturbat.

O serie de lucrări recente [11], [12], [14], [15], [16], [17] sînt consacrate studiului stabilității mașinilor sincrone cu ajutorul calculatoarelor numerice, fie prin aplicarea teoriei calitative a ecuațiilor diferențiale liniarizate prin metoda abaterilor mici, fie prin integrarea numerică a ecuațiilor diferențiale neliniare. În aceste lucrări se fac unele simplificări, pentru a micșora gradul de complexitate a programelor și de a reduce timpul de calcul. Neglijarea rezistenței înfășurării indusului, adoptată în toate studiile făcute asupra generatoarelor sincrone, nu poate fi acceptată în studiul motorului sincron comandat prin frecvență. Metoda de studiu a regimului tranzitoriu a motorului sincron comandat prin frecvență, prin rezolvarea sistemului complet de 7 ecuații diferențiale cu considerarea rezistenței înfășurării indusului și a înfășurărilor de amortizare după cele două axe, cu ajutorul calculatorului electronic numeric, face obiectul lucrării de față.

1. Sistemul de ecuații diferențiale ale regimului tranzitoriu

Regimul tranzitoriu al mașinii sincrone nesaturate, cu înfășurările indusului repartizate sinusoidal de-a-lungul pasului polar și cu efectul înfășurărilor de amortizare după două axe, este descris de ecuațiile diferențiale din teoria celor două axe (ecuațiile lui Park). Aceste ecuații s-au impus în studiul regimului tranzitoriu mai cu seamă pentru faptul că inductivitățile care intervin nu sînt funcții periodice de unghiul de poziție θ, cum este cazul la adoptarea unui sistem de referință fix față de stator.

Regimul tranzitoriu electromagnetic poate fi studiat cu ajutorul calculului operațional (transformata Carson), dacă se presupune că turația mașinii rămîne constantă. Parametrii operaționali ai mașinii sincrone sînt foarte utili în studiul anumitor regimuri tranzitorii ale generatoarelor sincrone.

La motoarele sincrone și în special la cele la care se modifică turația prin modificarea frecvenței și tensiunii, nu se poate conta pe o valoare constantă a vitezei unghiulare instantanee, mai cu seamă la turații joase, la care pot să apară oscilații staționare ale cuplului electromagnetic și ale unghiului de sarcină. Trebuie rezolvat așa dar sistemul complet de ecuații diferențiale din teoria celor două axe ale mașinii sincrone:

$$
\begin{aligned}
u_d &= r i_d + \frac{1}{\omega_n}\left(\frac{d\psi_d}{dt} - \psi_q \omega\right)\\
u_q &= r i_q + \frac{1}{\omega_n}\left(\frac{d\psi_q}{dt} + \psi_d \omega\right)\\
u_E &= i_E + \frac{T_E}{\omega_n}\frac{d\psi_E}{dt}\\
0 &= i_D + \frac{T_D}{\omega_n}\frac{d\psi_D}{dt}\\
0 &= i_Q + \frac{T_Q}{\omega_n}\frac{d\psi_Q}{dt}\\
i_q \psi_d - i_d \psi_q - m_m &= \frac{T_m}{\omega_n^2}\frac{d\omega}{dt}\\
\omega &= \frac{d\theta}{dt}\\
u_d &= u \sin\delta\\
u_q &= u \cos\delta.
\end{aligned}
\qquad (1)
$$

Pulsația nominală ω_n apare în ecuații din cauză că timpul se măsoară în secunde și nu în unități relative, ca celelalte mărimi. Constantele de timp T_E, T_D, T_Q, T_m sînt cele uzuale, m_m este cuplul mecanic rezistent la arborele motorului și ω este viteza unghiulară a rotorului.

Fluxurile sînt definite de relațiile:

$$
\begin{aligned}
\psi_d &= x_d i_d + i_D + i_E\\
\psi_q &= x_q i_q + i_Q\\
\psi_E &= x_d i_d (1 - \sigma_{dE}) + i_D (1 - \mu_E) + i_E\\
\psi_D &= x_d i_d (1 - \sigma_{dD}) + i_D + i_E (1 - \mu_D)\\
\psi_Q &= x_q i_q (1 - \sigma_{qQ})
\end{aligned}
\qquad (2)
$$

* Ing. *E. Micu* este șef de lucrări la Catedra de electrotehnică din I.P. Brașov.

din care se pot explicita curenții, pentru ca în ecuațiile diferențiale să intervină numai fluxuri, care sînt considerate ca variabile

$$i_d = \frac{(\mu_E \mu_D - \mu_E - \mu_D)\psi_d + \mu_D \psi_E + \mu_E \psi_D}{x_d(\mu_E \mu_D - \mu_D \sigma_{dE} - \mu_E \sigma_{dD})}$$

$$I_q = \frac{\psi_q - \psi_Q}{x_q \sigma_{qQ}}$$

$$i_E = \frac{[\mu_E(1-\sigma_{dD}) + \sigma_{dD} - \sigma_{dE}]\psi_d - \sigma_{dD}\psi_E + (\sigma_{dE} - \mu_E)\psi_D}{\mu_E \mu_D - \mu_D \sigma_{dE} - \mu_E \sigma_{dD}} \tag{3}$$

$$i_D = \frac{[\mu_D(1-\sigma_{dE}) + \sigma_{dE} - \sigma_{dD}]\psi_d + (\sigma_{dD} - \mu_D)\psi_E - \sigma_{dE}\psi_D}{\mu_E \mu_D - \mu_D \sigma_{dE} - \mu_E \sigma_{dD}}$$

$$i_Q = \frac{(\sigma_{qQ} - 1)\psi_q - \psi_Q}{\sigma_{qQ}}$$

Sistemul (1) cuprinde 7 ecuații diferențiale ordinare neliniare cu 7 variabile necunoscute : $y_1 = \psi_d$; $y_2 = \psi_q$; $y_3 = \psi_E$; $y_4 = \psi_D$; $y_5 = \psi_Q$; $y_6 = \omega$; $y_7 = v$ și timpul $x = t$ ca variabilă independentă. Rezolvarea acestor ecuații este posibilă cu un grad de precizie oricît de mare, cu calculatoare numerice de mare capacitate.

2. Alegerea schemei de integrare numerică

a) *Metoda Runge-Kutta-Gill*

Există mai multe metode de integrare numerică pentru soluționarea sistemelor de ecuații diferențiale. Dintre acestea, metoda Runge-Kutta cu precizia de ordinul IV, cu modificările aduse de Gill are avantajul că necesită un spațiu relativ redus de memorie și calculează direct valorile variabilelor într-un punct utilizînd valorile din punctul anterior. Dezavantajul metodei este determinat de faptul că pentru fiecare pas de integrare, partea dreaptă a sistemului de ecuații diferențiale trebuie evaluată de patru ori, ceea ce atrage după sine un timp de calcul mai mare decît alte metode de același ordin de precizie, de exemplu metoda lui Milne-Hamming. Alt dezavantaj al acestei metode îl constituie faptul că pentru a se putea controla eroarea și pentru a se ajusta automat pasul de integrare pentru a se obține precizia dorită, la fiecare pas de integrare se execută calculele cu pasul dublu $2h$ și cu doi pași simpli h.

Dacă rezultatele obținute diferă cu o cîtime mai mică decît eroarea admisă, drept rezultat se adoptă valorile obținute cu pasul h și se trece la pasul următor. Dacă eroarea este prea mare, rezultatul este eliminat și calculul este întors cu doi pași înapoi, repetîndu-se calculele pentru un pas înjumătățit. Pentru a se evita un timp de calcul prea mare, numărul maxim de înjumătățiri se limitează (de exemplu la 10) în care caz trebuie ales un alt pas inițial de integrare. Dacă precizia obținută este mult mai mare decît cea impusă (de exemplu de 50 ori mai mare) pasul de integrare se dublează automat.

Fiind dat un sistem de n ecuații diferențiale de ordinul I :

$$y_1' = \frac{dy_1}{dx} = f_1(x, y_1, y_2, \ldots, y_n)$$

$$y_2' = \frac{dy_2}{dx} = f_2(x, y_1, y_2, \ldots, y_n)$$

$$y_n' = \frac{dy_n}{dx} = f_n(x, y_1, y_2, \ldots, y_n)$$

cu valorile inițiale :

$$y_1(x_0) = y_{1,0} ; \; y_2(x_0) = y_{2,0} ; \; \ldots \; y_n(x, 0) = y_{n,0}$$

și utilizînd notația matriceală :

$$[Y(x)] = \begin{bmatrix} y_1(x) \\ y_2(x) \\ \vdots \\ y_n(x) \end{bmatrix} ; \quad [F(x, y)] = \begin{bmatrix} f_1(x, [Y]) \\ f_2(x, [Y]) \\ \vdots \\ f_n(x, [Y]) \end{bmatrix} ; \quad [Y_0] = \begin{bmatrix} y_{1,0} \\ y_{2,0} \\ \vdots \\ y_{n,0} \end{bmatrix},$$

problema se poate scrie :

$$[Y'] = \frac{d[Y]}{dx} = [F(x, y)] \text{ cu } [Y(x_0)] = [Y_0].$$

Formulele clasice Runge-Kutta modificate de Gill din considerente de memorare și de compensare a erorilor, permit calculul vectorului rezultant $[Y_4] = [Y(x_0 + h)]$ plecînd de la x_0, cu $[Y(x_0)] = [Y_0]$ și $[Q_0] = 0$ [18] :

$$[Y_j] = [Y_{j-1}] + a_j([K_j] - b_j[Q_{-j_1}])$$

$$[Q_j] = [Q_{j-1}] + 3\{a_j([K_j] - b_j[Q_{j-1}])\} - c_j[K_j],$$

în care :

$$j = 1, 2, 3, 4$$

$[Y_j]$, $[Q_j]$ și $[K_j]$ sînt matrice coloană cu n componente și

$$[K_1] = h[F(x_o[y_o])] ;$$

$$[K_2] = h\left[F\left(x_0 + \frac{h}{2}, [Y_1]\right)\right] ;$$

$$[K_3] = h\left[F\left(x_0 + \frac{h}{2}, [Y_2]\right)\right] ;$$

$$[K_4] = h[F(x_0 + h, [Y_3])] ;$$

iar

$$a_1 = 1/2 \qquad b_1 = 2 \qquad c_1 = a_1$$

$$a_2 = 1 - \sqrt{1/2} \qquad b_2 = 1 \qquad c_2 = a_2$$

$$a_3 = 1 + \sqrt{1/2} \qquad b_3 = 1 \qquad c_3 = a_3$$

$$a_4 = 1/6 \qquad b_4 = 2 \qquad c_4 = a_1$$

b) *Metoda Milne-Hamming*

Această metodă necesită pentru calculul valorilor variabilelor într-un punct, cunoașterea a patru valori anterioare ale fiecărei variabile. În schimb necesită evaluarea părții din dreapta a sistemului numai de două ori pe pas, iar procedura de calcul permite evaluarea erorii, deci este capabilă să-și aleagă și să-și schimbe pasul de integrare fără a fi necesare două iterații, pentru pasul simplu și pasul dublu, ceea ce îi conferă un avantaj important în ceea ce privește timpul de calcul. Pentru obținerea celor patru valori de plecare este utilizată o metodă specială Runge-Kutta sugerată de Ralston.

Cu aceleași notații ca la metoda Runge-Kutta-Gill, metoda Milne, cunoscută și sub numele de metoda predictor-corector, cu modificările aduse de Hamming, pleacă de la valorile celor n funcții în punctele echidistante

$$x_{j-3}, \; x_{j-2}, \; x_{j-1}, \text{ și } x_j.$$

Valorile funcţiilor în punctul $x_{j+1} = x_j + h$ se calculează cu formulele de mai jos [18]:

$$[P_{j+1}] = [Y_{j-3}] + \frac{4h}{3}(2[Y'_j] - [Y'_{j-1}] + 2[Y'_{j-2}])$$

$$[M_{j+1}] = [P_{j+1}] - \frac{112}{121}([P_j] - [C_j])$$

$$[M'_{j+1}] = [F(x_{j+1}, [M_{j+1}])$$

$$[C_{j+1}] = \frac{1}{8} 9[Y_j] - [Y_{j-2}] + 3h([M'_{j+1} + 2[Y'_j] - [Y'_{j-1}]$$

$$[Y_{j+1}] = [C_{j+1}] + \frac{9}{121}[P_{j+1}] - [C_{j+1}]),$$

în care $[Y]$, $[Y']$, $[P]$, $[M]$, $[M']$, $[F]$ şi $[C]$ sînt matrice coloană cu n componente.

Pentru a stabili cea mai eficientă metodă de integrare a ecuaţiilor diferenţiale ale maşinii sincrone, s-au utilizat ambele metode. Metoda Runge-Kutta-Gill necesită un spaţiu de memorare de 3118 byts, iar metoda de integrare Milne-Hamming 5744 byts (ambele în dublă precizie). Pasul de integrare pentru obţinerea unei erori relative de 1% este de 0,001 secunde, la ambele metode.

3. Organizarea calculului

Pentru întocmirea programului se consideră ca date de intrare parametrii maşinii, tensiunea de alimentare, frecvenţa, curentul de excitaţie, valorile iniţiale ale curenţilor şi unghiul de sarcină aferente regimului staţionar iniţial precum şi legea de variaţie a mărimii perturbatoare (cuplu rezistent, frecvenţă, tensiune sau curent de excitaţie). Pentru motorul sincron, regimul tranzitoriu apare de cele mai multe ori ca urmare a modificării cuplului mecanic rezistent la arbore, caz considerat în aplicaţiile următoare. În program mai trebuie să se indice valoarea iniţială şi finală a timpului, pasul de integrare, eroarea absolută şi ponderea acestei erori pentru fiecare variabilă (pentru fiecare variabilă se lucrează cu altă eroare absolută). Dacă de exemplu, pentru fluxul ψ_d din axa longitudinală înlănţuit cu înfăşurarea echivalentă d, care exprimat în valori relative are valoarea 1 pentru regimul nominal, se adoptă eroarea absolută de 0,01, pentru viteza unghiulară, care are valoarea 314 se va alege o eroare absolută de 300 de ori mai mare. Schema logică de calcul este dată în figura 1.

Programul de calcul cuprinde mai multe subprograme de tip SUBROUTINE. Un subprogram este destinat formării sistemului de ecuaţii diferenţiale şi evaluării părţii din dreapta a acestuia pentru fiecare valoare a timpului (calculul matricei $[F]$, alt subprogram cuprinde metoda de integrare pas cu pas (Runge-Kutta-Gill sau Milne-Hamming) şi altul cuprinde instrucţiunile de ieşire. Ca mărimi de ieşire interesează timpul, curenţii din înfăşurările echivalente i_d şi i_q, curentul de excitaţie i_E, curenţii din înfăşurările de amortizare i_D şi i_Q, viteza unghiulară a rotorului ω, alunecarea faţă de viteza nominală s, unghiul de sarcină δ, cuplul electromagnetic m_e, curentul absorbit pe o fază a maşinii reale i_a şi numărul de înjumătăţiri a pasului de integrare NI. Modul de aranjare a mărimilor de ieşire pe hîrtia tipărită de imprimanta rapidă este arătat în figura 2.

Timpul a fost împărţit în tacte de o şesime de perioadă, întrucît s-a folosit un program mai general pentru cazul alimentării motorului cu tensiuni în trepte, la care acest lucru era necesar.

Unele calculatoare dispun de dispozitive de trasare automată a curbelor (ploter). Pentru utilizarea acestora, în programul principal şi în subprogramul de ieşire mai trebuie introduse subprograme speciale pentru trasarea axelor de coordonate, pentru alegerea scării, pentru alegerea caracterului pentru curbe sau pentru anumite informaţii literale. Diagrame trasate de acest dispozitiv sînt arătate în figurile 3 şi 4.

În figura 3 se arată variaţia în timp a curenţilor i_d, i_q şi i_a, iar în figura 4, variaţia cuplului electromagnetic, unghiului de sarcină şi alunecării, pentru variaţia bruscă a cuplului rezistent al unui motor de 3,5 kW de la 0,31 la 0,35, la frecvenţa nominală. Regimul tranzitoriu care se stabileşte constă din oscilaţii ale vitezei unghiulare, cu amplitudine uşor crescătoare, din cauza amortizărilor mici la această sarcină. În figura 5 este arătat regimul tranzitoriu la frecvenţa $f = 0{,}3$, tensiunea $u = 0{,}3$ pentru variaţia bruscă a cuplului rezistent de la zero la $m_m = 0{,}48$. Oscilaţiile care apar se amortizează relativ repede. Dependenţa alunecării de unghiul de sarcină pentru regimurile din figurile 4 şi 5 este arătată în figurile 6 şi 7.

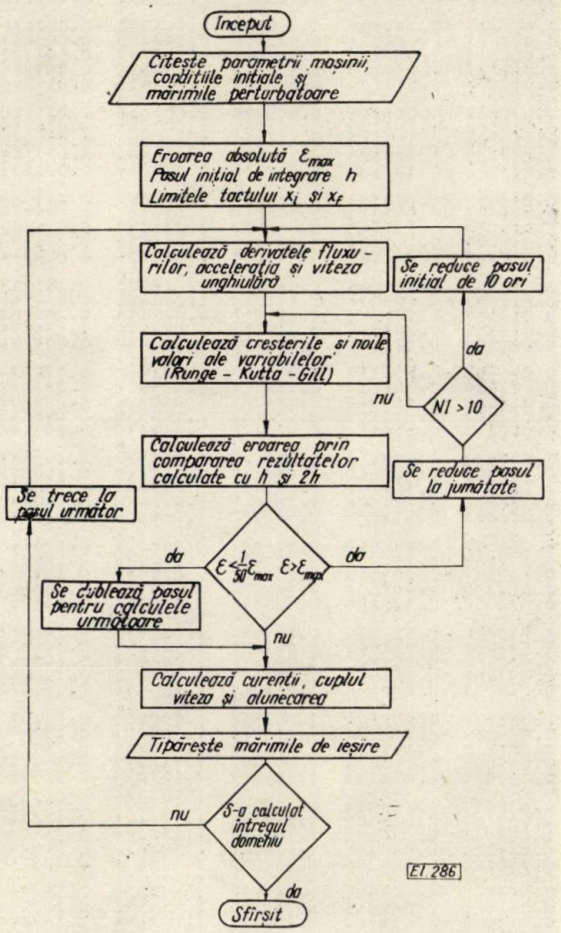


Fig. 1. Schema logică de calcul al regimului tranzitoriu.

În acelaşi mod se pot determina regimurile tranzitorii pentru diferite aspecte şi mărimi ale perturbaţiilor.

Timpul de calcul pentru regimul ilustrat în figura 4 inclusiv compilarea este de 9 minute.

4. Concluzii

Calculatoarele electronice numerice de mare capacitate pot fi utilizate în analiza deosebit de complexă a comportării dinamice a maşinilor sincrone. Printr-o organizare judicioasă a calculatorului şi prin utilizarea unor programe optimizate sub aspectul timpului de calcul şi al spaţiului de memorare, calculatoarele numerice pot concura cu calculatoarele analogice în studiul regimului tranzitoriu al maşinilor sincrone.

REGIMUL TRANZITORIU AL MOTORULUI SINCRON COMANDAT PRINFRECVENTA
TENSIUNI DE ALIMENTARE SINUSOIDALE

=0.0571 XD=0.5805 XQ=0.2684 SDE=0.2056 SDD=0.1308 SQQ=0.2825 ME=0.1049 MD=0.0206 TE=116.18 TD= 56.42
Q= 48.67 TM=138.10 OMEGAN=314.159 UE=1.00 UM/F=CONST

TIMP	ID	IQ	IE	IDD	IQQ	VITEZA	ALUNECARE	DELTA	CUPLU	IA	NI
			FRECVENTA F=1.0								
			CUPLUL REZISTENT CM=0.8								
			TACTUL 1								
0.0	-0.053800	0.405700	1.000000	0.000000	-0.000000	314.1590	0.0	-0.110810	0.398888	0.409161	0
0.001000	-0.047901	0.413585	0.999500	-0.002480	-0.001514	313.8749	0.000904	-0.110952	0.406097	0.395408	0
0.002000	-0.042612	0.421184	0.998964	-0.004604	-0.002962	313.5959	0.001792	-0.111376	0.413081	0.345088	0
0.002667	-0.039884	0.426161	0.998633	-0.005636	-0.003906	313.4127	0.002376	-0.111813	0.417715	0.292235	0
0.003333	-0.038028	0.431174	0.998350	-0.006274	-0.004853	313.2317	0.002952	-0.112371	0.422456	0.225504	0
			TACTUL 2								
0.003333	-0.038028	0.431174	0.998350	-0.006274	-0.004853	313.2317	0.002952	-0.112371	0.422456	0.225504	0
0.004333	-0.037158	0.439019	0.998064	-0.006396	-0.006327	312.9645	0.003802	-0.113432	0.430034	0.104057	0
0.005333	-0.038799	0.447606	0.997991	-0.005463	-0.007935	312.7031	0.004634	-0.114758	0.438533	-0.034307	0
0.006000	-0.041328	0.453924	0.998082	-0.004259	-0.009115	312.5323	0.005178	-0.115786	0.444888	-0.129976	0
0.006667	-0.044989	0.460821	0.998298	-0.002610	-0.010401	312.3648	0.005711	-0.116926	0.451895	-0.223602	0
			TACTUL 3								
0.006667	-0.044989	0.460821	0.998298	-0.002610	-0.010401	312.3648	0.005711	-0.116926	0.451895	-0.223602	0
0.007667	-0.052926	0.472403	0.998868	0.000641	-0.012558	312.1202	0.006490	-0.118844	0.463767	-0.350637	0
0.008667	-0.062362	0.485602	0.999747	0.004727	-0.015011	311.8846	0.007240	-0.121001	0.477387	-0.448592	0
0.009333	-0.070100	0.495338	1.000511	0.007860	-0.016818	311.7333	0.007721	-0.122568	0.487469	-0.491137	0
0.010000	-0.078709	0.505829	1.001418	0.011280	-0.018761	311.5869	0.008187	-0.124234	0.498350	-0.511683	0
			TACTUL 4								
0.010000	-0.078709	0.505829	1.001418	0.011280	-0.018761	311.5869	0.008187	-0.124234	0.498350	-0.511683	0
0.011000	-0.093123	0.522951	1.003048	0.016879	-0.021927	311.3776	0.008853	-0.126912	0.516131	-0.496474	0
0.012000	-0.109167	0.541664	1.005001	0.022552	-0.025379	311.1816	0.009477	-0.129793	0.535579	-0.423540	0
0.012667	-0.120680	0.554967	1.006480	0.027219	-0.027826	311.0589	0.009868	-0.131819	0.549408	-0.344039	0
0.013333	-0.132789	0.568884	1.008099	0.031633	-0.030381	310.9429	0.010237	-0.133925	0.563876	-0.242573	0
			TACTUL 5								
0.013333	-0.132789	0.568884	1.008099	0.031633	-0.030381	310.9429	0.010237	-0.133925	0.563876	-0.242573	0
0.014333	-0.151971	0.590814	1.010787	0.038484	-0.034395	310.7822	0.010749	-0.137222	0.586675	-0.057803	0
0.015333	-0.172249	0.613871	1.013779	0.045552	-0.038600	310.6383	0.011207	-0.140672	0.610642	0.150074	0
0.016000	-0.186312	0.629788	1.015938	0.050355	-0.041493	310.5520	0.011482	-0.143049	0.627187	0.290831	0
0.016667	-0.200766	0.646087	1.018225	0.055213	-0.044447	310.4737	0.011731	-0.145480	0.644127	0.425102	0
			TACTUL 6								
0.016667	-0.200766	0.646087	1.018225	0.055213	-0.044447	310.4737	0.011731	-0.145480	0.644127	0.425102	0
0.017667	-0.223096	0.671148	1.021886	0.062565	-0.048971	310.3715	0.012056	-0.149218	0.670171	0.598724	0
0.018667	-0.246094	0.696807	1.025814	0.069954	-0.053582	310.2882	0.012321	-0.153049	0.696834	0.719116	0
0.019333	-0.261735	0.714170	1.028574	0.074874	-0.056688	310.2434	0.012464	-0.155645	0.714873	0.760548	0
0.020000	-0.277577	0.731687	1.031440	0.079774	-0.059811	310.2071	0.012579	-0.158268	0.733071	0.766291	0
			TACTUL 7								
0.020000	-0.277577	0.731687	1.031440	0.079774	-0.059811	310.2071	0.012579	-0.158268	0.733071	0.766291	0
0.021000	-0.301633	0.758161	1.035927	0.087052	-0.064508	310.1691	0.012700	-0.162240	0.760568	0.703781	0
0.022000	-0.325917	0.784745	1.040623	0.094202	-0.069196	310.1508	0.012758	-0.166241	0.788172	0.557150	0
0.022667	-0.342165	0.802461	1.043859	0.098872	-0.072303	310.1496	0.012762	-0.168914	0.806563	0.417392	0
0.023333	-0.358411	0.820126	1.047172	0.103449	-0.075387	310.1571	0.012739	-0.171585	0.824895	0.250075	0
			TACTUL 8								
0.023333	-0.358411	0.820126	1.047172	0.103449	-0.075387	310.1571	0.012739	-0.171585	0.824895	0.250075	0
0.024333	-0.382680	0.846440	1.052269	0.110108	-0.079953	310.1846	0.012651	-0.175575	0.852191	-0.036766	0
0.025333	-0.406702	0.872420	1.057497	0.116477	-0.084426	310.2316	0.012501	-0.179527	0.879124	-0.340361	0
0.026000	-0.422508	0.889491	1.061042	0.120540	-0.087344	310.2735	0.012368	-0.182132	0.896811	-0.535925	0
0.026667	-0.438092	0.906321	1.064625	0.124440	-0.090203	310.3238	0.012208	-0.184706	0.914238	-0.714475	0
			TACTUL 9								
0.026667	-0.438092	0.906321	1.064625	0.124440	-0.090203	310.3238	0.012208	-0.184706	0.914238	-0.714475	0
0.027667	-0.460967	0.931037	1.070054	0.129956	-0.094367	310.4146	0.011919	-0.188497	0.939807	-0.930077	0
0.028667	-0.483111	0.955012	1.075521	0.135037	-0.098362	310.5234	0.011572	-0.192189	0.964582	-1.059370	0
0.029333	-0.497386	0.970528	1.079172	0.138163	-0.100921	310.6057	0.011311	-0.194585	0.980597	-1.087926	0
0.030000	-0.511259	0.985634	1.082819	0.141067	-0.103390	310.6954	0.011025	-0.196925	0.996172	-1.066615	0
			TACTUL 10								
0.030000	-0.511259	0.985634	1.082819	0.141067	-0.103390	310.6954	0.011025	-0.196925	0.996172	-1.066615	0
0.031000	-0.531161	1.007453	1.088259	0.144984	-0.106913	310.8437	0.010553	-0.200316	1.018636	-0.940594	0
0.032000	-0.549885	1.028178	1.093637	0.148347	-0.110204	311.0077	0.010031	-0.203550	1.039927	-0.710198	0
0.032667	-0.561652	1.041340	1.097172	0.150268	-0.112260	311.1252	0.009657	-0.205612	1.053420	-0.508248	0
0.033333	-0.572808	1.053946	1.100658	0.151922	-0.114200	311.2491	0.009263	-0.207594	1.066319	-0.277398	0
			TACTUL 11								
0.033333	-0.572808	1.053946	1.100658	0.151922	-0.114200	311.2491	0.009263	-0.207594	1.066319	-0.277398	0
0.034333	-0.588322	1.071760	1.105771	0.153890	-0.116885	311.4460	0.008636	-0.210406	1.084498	0.100353	0
0.035333	-0.602282	1.088190	1.110722	0.155225	-0.119286	311.6553	0.007969	-0.213016	1.101197	0.481134	0
0.036000	-0.610679	1.098337	1.113917	0.155755	-0.120724	311.8013	0.007505	-0.214636	1.111469	0.716783	0
0.036667	-0.618317	1.107817	1.117018	0.155993	-0.122027	311.9520	0.007025	-0.216158	1.121029	0.924570	0
			TACTUL 12								
0.036667	-0.618317	1.107817	1.117018	0.155993	-0.122027	311.9520	0.007025	-0.216158	1.121029	0.924570	0
0.037667	-0.628302	1.120744	1.121475	0.155798	-0.123723	312.1862	0.006280	-0.218249	1.133990	1.162282	0
0.038667	-0.636457	1.132070	1.125674	0.154934	-0.125101	312.4290	0.005507	-0.220101	1.145244	1.288285	0
0.039333	-0.640846	1.138707	1.128318	0.153986	-0.125839	312.5951	0.004978	-0.221199	1.151774	1.302264	0
0.040000	-0.644380	1.144597	1.130829	0.152740	-0.126431	312.7641	0.004440	-0.222186	1.157509	1.258459	0
			TACTUL 13								
0.040000	-0.644380	1.144597	1.130829	0.152740	-0.126431	312.7641	0.004440	-0.222186	1.157509	1.258459	0
0.041000	-0.648049	1.152006	1.134330	0.150319	-0.127039	313.0222	0.003618	-0.223452	1.164595	1.088571	0
0.042000	-0.649731	1.157677	1.137494	0.147240	-0.127310	313.2848	0.002783	-0.224458	1.169834	0.809222	0
0.042667	-0.649738	1.160478	1.139405	0.144829	-0.127302	313.4616	0.002220	-0.225082	1.172288	0.575649	0
0.043333	-0.648847	1.162489	1.141152	0.142136	-0.127142	313.6394	0.001654	-0.225387	1.173903	0.316339	0
			TACTUL 14								
0.043333	-0.648847	1.162489	1.141152	0.142136	-0.127142	313.6394	0.001654	-0.225387	1.173903	0.316339	0
0.044333	-0.645828	1.164014	1.143452	0.137581	-0.126616	313.9070	0.000802	-0.225773	1.174746	-0.094865	0
0.045333	-0.640798	1.163742	1.145335	0.132426	-0.125749	314.1746	-0.000050	-0.225891	1.173688	-0.495422	0
0.046000	-0.636329	1.162561	1.146396	0.128668	-0.124982	314.3522	-0.000615	-0.225822	1.171928	-0.736406	0
0.046667	-0.630985	1.160583	1.147251	0.124664	-0.124065	314.5288	-0.001177	-0.225634	1.169325	-0.943894	0
			TACTUL 15								
0.046667	-0.630985	1.160583	1.147251	0.124664	-0.124065	314.5288	-0.001177	-0.225634	1.169325	-0.943894	0
0.047667	-0.621344	1.156126	1.148178	0.118216	-0.122411	314.7910	-0.002012	-0.225133	1.163853	-1.173136	0
0.048667	-0.609796	1.149897	1.148671	0.111267	-0.120428	315.0485	-0.002831	-0.224371	1.156517	-1.285845	0
0.049333	-0.601065	1.144773	1.148756	0.106374	-0.118926	315.2170	-0.003368	-0.223722	1.150605	-1.291338	0
0.050000	-0.591531	1.138880	1.148645	0.101286	-0.117283	315.3824	-0.003894	-0.222962	1.143889	-1.241490	0
			TACTUL 16								
0.050000	-0.591531	1.138880	1.148645	0.101286	-0.117283	315.3824	-0.003894	-0.222962	1.143889	-1.241490	0
0.051000	-0.575771	1.128626	1.148110	0.093317	-0.114560	315.6242	-0.004664	-0.221617	1.132333	-1.070594	0
0.052000	-0.558334	1.116711	1.147132	0.084980	-0.111535	315.8570	-0.005405	-0.220034	1.119044	-0.803249	0
0.052667	-0.545823	1.107869	1.146235	0.079240	-0.109357	316.0067	-0.005882	-0.218852	1.109250	-0.585727	0
0.053333	-0.532636	1.098330	1.145145	0.073371	-0.107055	316.1516	-0.006343	-0.217572	1.098730	-0.348634	0
			TACTUL 17								
0.053333	-0.532636	1.098330	1.145145	0.073371	-0.107055	316.1516	-0.006343	-0.217572	1.098730	-0.348634	0
0.054333	-0.511657	1.082751	1.143150	0.064356	-0.103375	316.3591	-0.007003	-0.215474	1.081633	0.019792	0
0.055333	-0.489340	1.065711	1.140732	0.055130	-0.099439	316.5538	-0.007623	-0.213176	1.063026	0.371099	0
0.056000	-0.473776	1.053578	1.138890	0.048889	-0.096680	316.6760	-0.008012	-0.211538	1.049824	0.579205	0
0.056667	-0.457707	1.040853	1.136869	0.042591	-0.093820	316.7918	-0.008380	-0.209821	1.036016	0.756615	0
			TACTUL 18								

Fig. 2. Rezultatele tipărite de calculator la imprimanta rapidă pentru regimul tranzitoriu produs de variația bruscă a cuplului rezistent de la 0,31 la 0,4 (u.r.).

Fig. 3. Curbele trasate de dispozitivul înregistrator pentru variaţia bruscă a cuplului rezistent de la $m_m = 0{,}31$ la $m_m = 0{,}35$; $f = 1$; $u = 1$; $i_E = 1$.

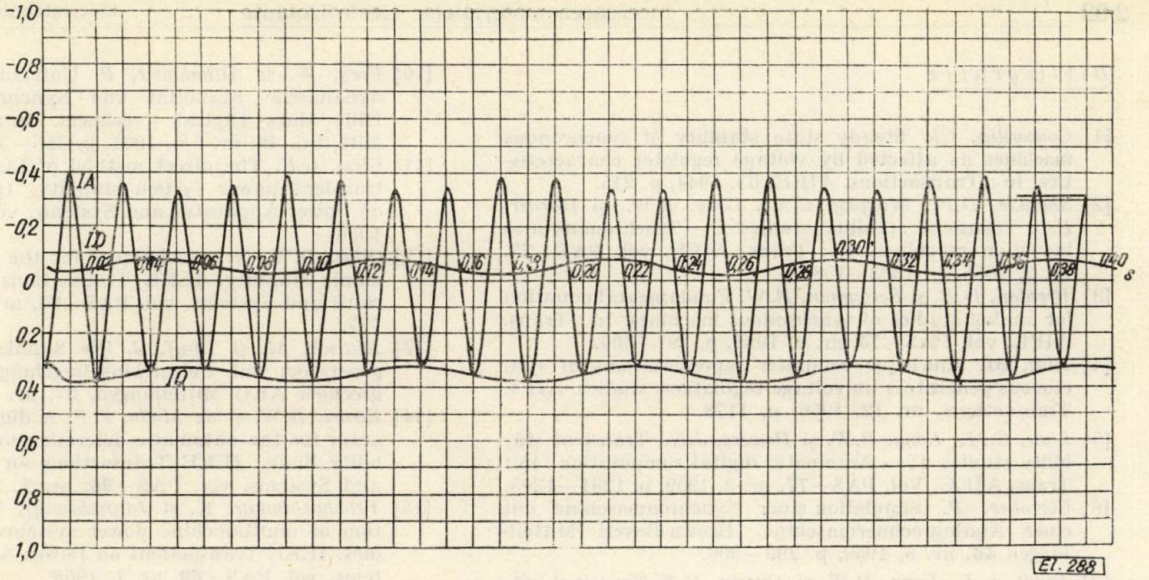


Fig. 4. Oscilaţii neamortizate la variaţia bruscă a cuplului rezistent de la 0,31 la 0,35 u.r.

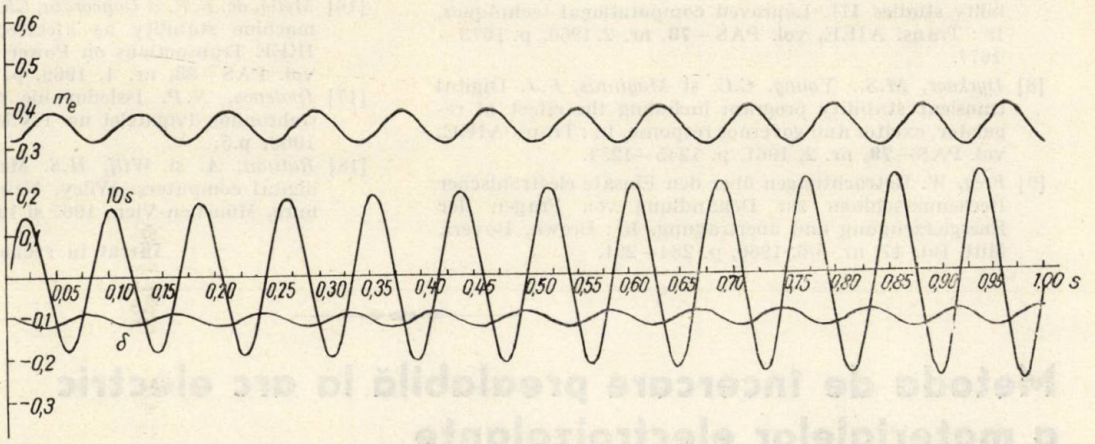


Fig. 5. Regimul tranzitoriu al motorului sincron la frecvenţa $f = 0{,}3$, tensiunea $u = 0{,}3$, curent de excitaţie $i_E = 1$; cuplul rezistent stabilit brusc de la zero la $m_m = 0{,}48$ u.r.

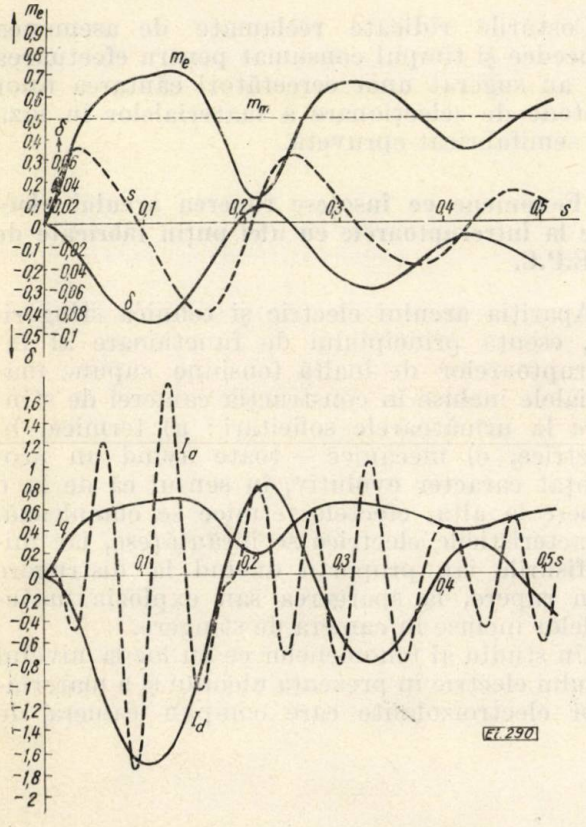


Fig. 6. Dependenţa alunecării de unghiul de sarcină, $f = 1$; $u = 1$; $i_E = 1$; $m_m = 0{,}4$.

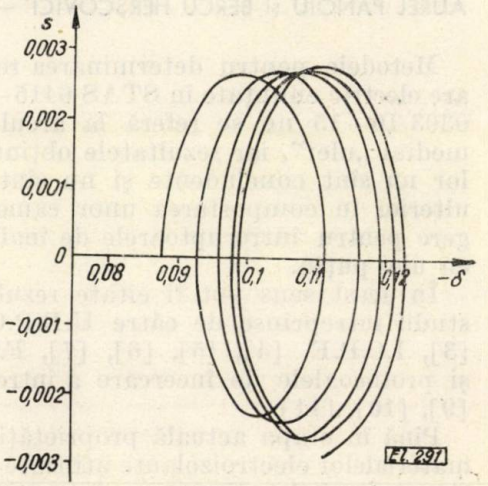
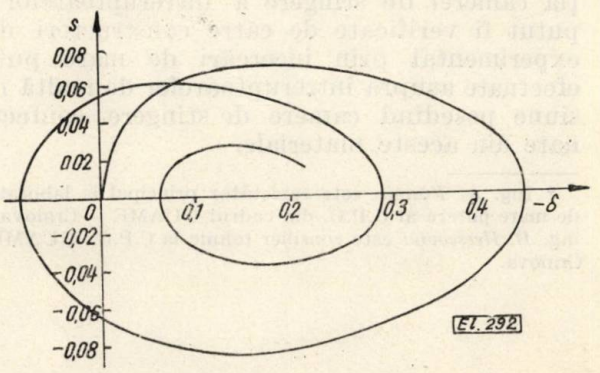


Fig. 7. Dependenţa alunecării de unghiul de sarcină, $f = 0{,}3$; $u = 0{,}3$; $i_E = 1$; $m_m = 0{,}48$.



Bibliografie

[1] *Concordia, Ch.* Steady state stability of synchronous machines as affected by voltage regulator characteristics. In : Transactions, AIEE, 63, 1944, p. 215.

[2] *Shankle, D.F., Murphy, C.M., Long, R.W.*, şi *Harder, E.L.* Transient stability studies I — Synchronous and induction machines. In : Trans. AIEE, vol. PAS **73**, nr. 2, 1955, p. 1563—1580.

[3] *Breedon, D.B.* şi *Fergusson, R.W.* Fundamental equation for analog studies of synchronous machines. In : Trans. AIEE, vol. PAS—**75**, nr. 6, 1956, p. 297—306.

[4] *Riaz, M.* Analoque computer representations of syncronous generators im voltage regulations studies. AIEE Transactions, nr. 12, 1956, p. 1178.

[5] *Lane, C.M., Long, R.W.* şi *Powers, J.N.*, Transient stability studies II — Automatic digital computation. In : Trans. AIEE, Vol. PAS—**77**, nr. 2, 1959, p. 1291—1295.

[6] *Corroller, P.* Simulation einer Synchronmaschine mit einer Analogrechnermaschine. Brown-Boveri Mitteilungen **46**, nr. 5, 1959, p. 299—306.

[7] *Rindt, L.J., Long, R.W.* şi *Byerly, R.T.* Transient stability studies III. Improved computational techniques. In : Trans. AIEE, vol. PAS—**78**, nr. 2, 1960, p. 1673—1677.

[8] *Dyrkacz, M.S.. Young, C.C.* şi *Maginnis, F.J.* Digital transient stability program including the effect of regulator, exciter and governor response. In : Trans. AIEE, vol. PAS—**79**, nr. 2, 1961, p. 1245—1254.

[9] *Frey, W.* Betrachtungen über den Einsatz electronischer Rechenmaschinen zur Behandlung von Fragen der Energierzeugung und übertragung. In : Brown, Boveri, Mitt. Bd. 47, nr. 5/6, 1960, p. 284—291.

[10] *Frey, W.* şi *Althammer, P.* Untersuchungen über die dynamische Stabilität von Synchronmaschinen mit Hilfe eines Digital — rechners. In : Brown, Boveri, Mitt. Bd. **48**, nr. 5/6, 1961, p. 356—366.

[11] *Gless, G.E.* The direct method of Liapunov applied to transient power system stability. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. vol. PAS—**85**, nr. 2, 1966.

[12] *Olive, D.W.* New techniques for the calculation of dynamic stability. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. vol. PAS—**85**, nr. 7, 1966, p. 767—777.

[13] *Klittich, M.* şi *Pfaff, G.* Die Simulation eines Turbogenerators mit Polradwinkelregelung auf dem Analogrechner AEG Mitteilungen, 57, nr. 1, 1967.

[14] *Ewart, D.W.* şi de *Mello, F.P.* A digital computer program for the automatic determination of dynamic stability limits. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. vol. PAS—**86**, nr. 7, 1967, p. 867.

[15] *Prabhashankar, K.* şi *Janischewsyj, W.* Digital simulation of multimachine power systems for stability studies. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. vol. PAS—**89**, nr. 1, 1968.

[16] *Mello, de, F.P.* şi *Concordia, Ch.* Concepts of synchronous machine stability as afectted by excitation control. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. vol. PAS—**88**, nr. 4, 1969, p. 316.

[17] *Ipatenco, N.P.* Issledovanie dinamiceskoi ustoicivosti sinhronnoi dvigatelei na T.V.M. Elektrotehnica, nr. 4, 1969, p.5.

[18] *Ralston, A.* şi *Wilf, H.S.* Mathematical methods for digital computers. Wiley, New-York, 1962; R. Oldenburg, München-Vien, 1967 şi 1969.

Intrat în redacţie la 12. I. 1971

Metoda de încercare prealabilă la arc electric a materialelor electroizolante

AUREL PĂNOIU şi BERCU HERŞCOVICI* — Craiova

CZ 621.215.61.086:621.3.014.51

Metodele pentru determinarea rezistenţei la arc electric enunţate în STAS 6415—61 şi VDE 0303/10—15 nu se referă la arcul electric în mediul „ulei", iar rezultatele obţinute pe baza lor nu sînt concludente şi nu sînt confirmate ulterior în comportarea unor camere de stingere pentru întreruptoarele de înaltă tensiune cu ulei puţin.

În acest sens pot fi citate rezultatele unor studii întreprinse de către U.E.P.C. [1], [2], [3], I.C.P.E. [4], [5], [6], [7], F.C.M.E. [8] şi protocoalele de încercare a întreruptoarelor [9], [10], [11].

Pînă în etapa actuală proprietăţile reale ale materialelor electroizolante utilizate la construcţia camerei de stingere a întreruptoarelor au putut fi verificate de către constructori doar experimental prin încercări de mare putere efectuate asupra întreruptoarelor de înaltă tensiune posedînd camere de stingere confecţionate din aceste materiale.

Costurile ridicate reclamate de asemenea procedee şi timpul consumat pentru efectuarea lor au sugerat unor cercetători căutarea unor metode de selecţionare a materialelor în faza de semifabricat-epruvetă.

1. Fenomene ce însoţesc ruperea arcului electric la întreruptoarele cu ulei puţin fabricate de U.E.P.C.

Apariţia arcului electric şi tehnica stingerii lui, esenţa principiului de funcţionare al întreruptoarelor de înaltă tensiune supune materialele incluse în construcţia camerei de stingere la următoarele solicitări : a) termice, b) electrice, c) mecanice — toate avînd un pronunţat caracter evolutiv, în sensul că de la o rupere la alta, efectele termice se cumulează, caracteristicile electrice se înrăutăţesc, iar microfisurile iau proporţii ducînd la distrugere prin rupere, la spargerea sau explozia materialelor incluse în camera de stingere.

Un studiu al fenomenelor ce au loc la nivelul arcului electric în prezenţa uleiului şi a materialelor electroizolante care compun camera de

* Ing. *A. Pănoiu* este cercetător principal la laboratorul de mare putere al C.P.C. din cadrul GUAME — Craiova, iar ing. *B. Herşcovici* este consilier tehnic la C.P.C., GUAME — Craiova.

stingere va pune în evidență următoarele aspecte :

a) Prin formarea arcului electric într-un mediu, ca uleiul, se nasc produse gazoase ce formează o bulă sferică (fig. 1) a cărei tempera-

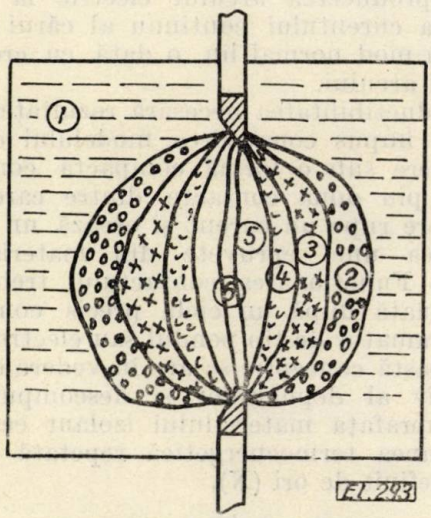


Fig. 1. Alcătuirea bulei gazoase :

1 — zona de ulei electroizolant ; *2* — zona de fierbere ; *3* — zona de vapori saturați ; *4* — zona de vapori supraîncălziți ; *5* — zona produselor de descompunere ; *6* — zona coloanei de arc.

tură în centru poate lua în funcție de valoarea curentului pînă la 6 000—14 000°K pentru I_{max} și 1 000—2 000°K pentru $I = I_0$. Bula de gaze rezultă la început din încălzirea și evaporarea particulelor de lichid (ulei), iar mai tîrziu și din produse ale descompunerii uleiului.

Datorită prezenței bulei de gaze arcul electric nu vine în contact direct cu uleiul. În volumul unei bule de gaze dependent de energia arcului deosebim în principiu următoarele zone calitative : zona de ulei electroizolant ; zona de fierbere ; zona de vapori saturați ; zona de vapori supraîncălziți ; zona produselor de descompunere ; zona coloanei de arc.

În urma unor analize numeroase obținute atît prin metode clasice cît și prin metode gazocromatografice [12] rezultă următoarele alcătuiri ale bulei gazoase, a, b, c, d, (tabela 1) corespunzător părerii mai multor cercetători.

Comun acestor rezultate este faptul că hidrogenul (H_2) formează cea mai mare parte a bulei conținînd pînă la 80% [13].

În afară de aceasta, sub influența cîmpului electric puternic al temperaturii înalte, au loc extracții de electroni din materialele ce formează contactele :

b) Pe măsură ce contactul mobil se deplasează arcul se alungește, el vine în contact nu numai cu uleiul și gazele provenite din descompunere ci și cu pereții camerei de stingere care au rolul a-l răci și lungi, de a-l stinge, la aceasta contribuind și un suflaj longitudinal și transversal. Pentru acest motiv materialul din care este construită camera de stingere, trebuie să posede o bună rezistență la arc, suprafața lui

Tabela 1

Element	Diferite alcătuiri ale bulei gazoase, %			
	a	b	c	d
H_2	62	50	53	51
CH_4	5	7	8	11
C_2H_4	23	—	—	8
C_2H_2	—	44	26	8
CO_2	2	—	—	—
O_2	2	1	—	—
N_2	6	3	—	14
+	—	—	11	—
−	—	—	—	—
Rest	—	—	—	2

să nu constituie o cale mai ușoară pentru curentul electric ceea ce ar însemna formarea de punți conductoare de-a lungul camerei de stingere și deci limitarea posibilităților de regenerare a izolației. O serie de cercetări [14] [15] au demonstrat că toate materialele, care după acțiunea arcului electric formează o peliculă sau o scoarță de carbon conductoare, favorizează reaprinderea arcului.

Materialele ce formează mult gaz cu un conținut ridicat de hidrogen și scăzut de carbon nu prezintă acest dezavantaj și sînt apte de a fi utilizate la construcția camerelor de stingere ale întreruptoarelor. La aceasta contribuie bineînțeles și rigiditatea dielectrică a hidrogenului care crește repede cu presiunea și cu distanța (fig. 2, 3, 4) [13] și determină din punct de vedere practic, rigiditatea intervalului disruptiv al arcului electric.

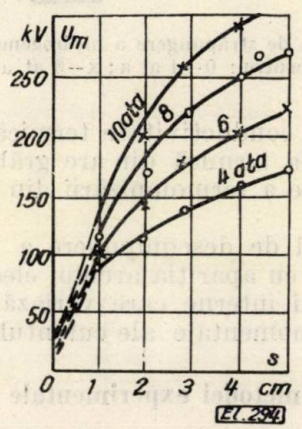


Fig. 2. Variația tensiunii de străpungere a intervalului disruptiv de hidrogen la frecvență industrială în funcție de distanța dintre electrozi.

Electrozi netezi ; d = 8 cm, D = 16 cm [13] ; d — diametrul electrozilor, iar D — diametrul interior al recipientului de gaz sub presiune cu care s-au efectuat experimentările din [13] și au rezultat curbele din figura 2.

c) După ce arcul s-a rupt la ultima lui trecere prin zero (1-a, a 2-a sau a 3-a), construcția camerei de stingere și calitățile materialelor utilizate trebuie să permită o regenerare a proprietăților izolante superficiale și volumice ale spațiului din zona arcului, pentru ca după 0,25—

—0,3 secunde cînd poate interveni o reanclanşare automată, întreruptorul şi deci camera de stingere să poată rupe din nou arcul. La aceasta contribuie bineînţeles şi hidrogenul care

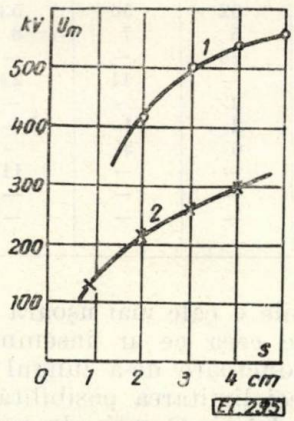


Fig. 3. Curbe comparative ale rigidităţii dielectrice a aerului (1) şi hidrogenului (2) pentru $p = 10$ at [13].

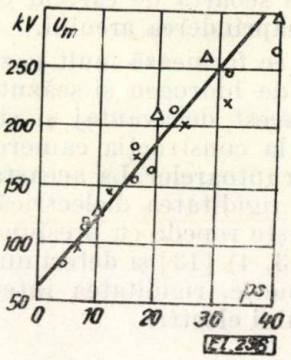


Fig. 4. Tensiunea de străpungere a hisdrogenului în funcţie de produsul p.s. pentru: 0—4 at a; x—8 at a şi — 10 at a.

prin buna sa conductivitate termică, absoarbe repede energia termică din arc grăbind procesul de scădere a termoionizării din zona arcului.

d) Procesul de descompunere a uleiului început o dată cu apariţia arcului electric determină presiuni interne care variază în funcţie de valorile momentale ale curentului din arc.

2. Descrierea metodei experimentale

Plecînd de la ipoteza că principala cauză ce determină comportări diferenţiale ale materialelor electroizolante în prezenţa arcului electric este efectul termic al acestuia şi că el facilitează crearea peliculelor de carbon, este logic ca un model pe care urmează a se cerceta acţiunea arcului electric asupra materialelor electroizolante să prezinte o similitudine relativă din punct de vedere energetic adică:

$$A \approx A_e, \qquad (1)$$

unde A_e este energia echivalentă.

Eliminarea influenţelor perturbatoare cu caracter statistic ale energiei electromagnetice sau electrostatice care pot influenţa procesul de stingere al arcului, independent de calităţile izolante existente în zona arcului, a impus pentru producerea arcului electric la model utilizarea curentului continuu al cărui arc se stinge în mod normal lin, o dată cu creşterea tensiunii arcului.

Reproductibilitatea necesară rezultatelor obţinute a impus construirea modelului cameră de stingere sub o formă compactă conţinînd în principiu două contacte dintre care unul mobil care rupe un curent şi crează un arc în apropierea unei epruvete din materialul de cercetat. Funcţionarea contactului trebuie să fie efectuată după un ciclu precis comandat cu programator de tip pendul sau electronic.

În această concepţie se are în vedere efectul cumulativ al depunerilor şi descompunerilor de la suprafaţa materialului izolant cercetat, sub acţiunea termoenergetică repetată de un număr definit de ori (N),

$$A_e = N \int_{t_0}^{t_{arc}} U \cdot i \cdot \mathrm{d}t \qquad (2)$$

pentru fiecare epruvetă studiată.

Toate mărimile ca U, I, t, H (H fiind spaţiul parcurs de contact) etc., au fost înregistrate dinamic prin oscilografiere şi permit o analiză riguroasă a fenomenelor ce însoţesc ruperea arcului.

Modelul a fost realizat precum se vede în figura 5 sub forma unor contacte (unul fix şi altul mobil) care se deschid automat la comanda unui electromagnet creînd un arc electric la suprafaţa epruvetei plasată în imediata apropiere. Totul este cufundat într-un bac cu ulei de întreruptor.

Pentru a mări rezistenţa contactelor la arc electric acestea au fost placate la vîrfuri cu plăcuţe din aliaj wolfram-cupru, utilizat de altfel şi la contactele întreruptoarelor originale. Distanţa maximă ce o realizează contactele la poziţia deschis este de 17 mm, în circa 40—50 ms şi este dictată de realizarea unui gradient de 50—100 V/cm necesar sensibilizării metodei la apariţia punţilor conductoare pe epruvetă.

3. Calculul energiei arcului

Energia arcului într-un întreruptor real de c.a. excluzînd participarea componentei aperiodice este:

$$A_1 = \int_{t_0}^{t_{arc}} U_{ard} i \cdot \mathrm{d}t = \int_{t}^{t_a} (-U_{arc})\, I_{max} \left[- \sin \omega \left(\frac{\pi}{\omega} - t_0 + t \right) \right] \mathrm{d}t + \qquad (3)$$

$$+ \int_{t_0}^{t_{arc}} U_{arc} \cdot I_{max} \sin\omega (t - t_0)\, \mathrm{d}t.$$

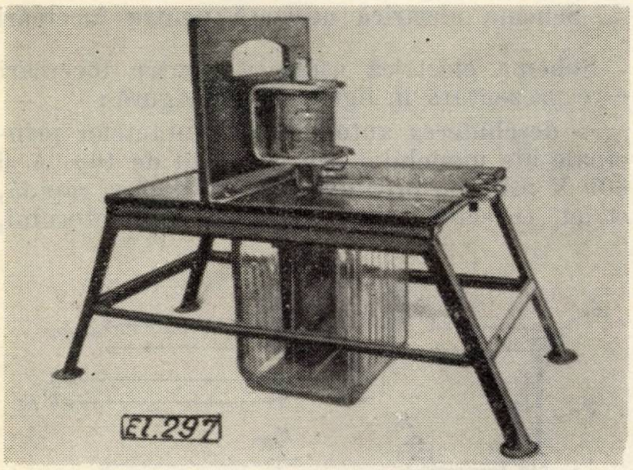


Fig. 5a. Ansamblul model cameră de stingere. Construcția utilizată la efectuarea experimentărilor.

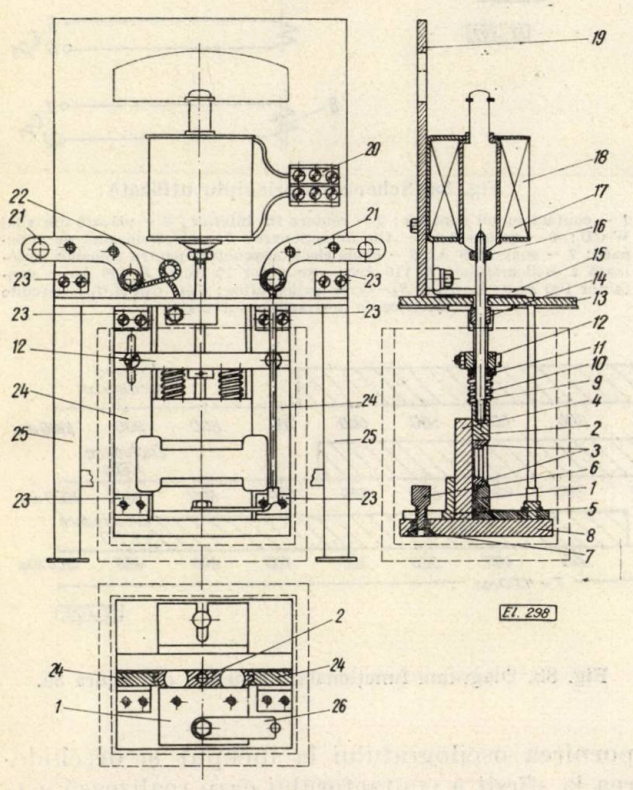


Fig. 5b. Dispozitiv de încercare :

1 — contact fix alamă ; *2* — contact mobil alamă ; *3* — elemente placate din aliaj ; *4* — epruvetă din material electroizolant ; *5* — presă epruvetă alamă ; *6* — șurub stringere alamă ; *7* — bucșe filetată alamă ; *8* — placă de bază pertinax ; *9* — tije de antrenare a contactului mobil ; *10* — arc elicoidal presiune ; *11* — opritor alamă ; *12* — punte de reglaj al presiuni și cursei ; *13* — placă de sprijin pertinax ; *14* — clemă de legătură ; *15* — conductori rigizi de legătură ; *16* — piuliță de blocaj ; *17* — bobina pentru electromagnetul de acționare 220 V ; *18* — plonjor al electromagnetului de acționare ; *19* — placă frontală ; *20* — clemă de legătură ; *21* — borne de racord ; *22* — racord flexibil ; *23* — colțar pentru asamblare ; *24* — element de culisare ; *25* — schelet metalic ; *26* — papuc special de legătură.

Cum însă încercarea întreruptoarelor se efectuează conform normelor, cu componență aperiodică*, trebuie apreciată influența componentei aperiodice a curentului întrerupt asupra valorii energiei dezvoltate în arc, presupunînd că tensiunea arcului nu variază în timpul arderii lui, iar curentul de scurtcircuit cu componentă aperiodică este :

$$i = I_{max} \cdot \cos \Phi \cdot e^{\frac{-t}{T_e}} - I_{max} \cos (\omega t - \Phi). \quad (4)$$

În aceste condiții energia arcului în așa-zisa „semiperioadă mare" a curentului (fig. 6) cînd prezența componentei aperiodice poate provoca distrugerea camerei de stingere prin efect termic, și mecanic va fi :

$$A_2 = \int_0^{t_{arc}} U_{arc} \cdot i \cdot dt = \int_0^{t_{arc}} U_{arc} \cdot I_{max} [e^{\frac{-t}{T_0}} \cos\Phi - \cos (\omega t + \varnothing)] \, dt. \quad (5)$$

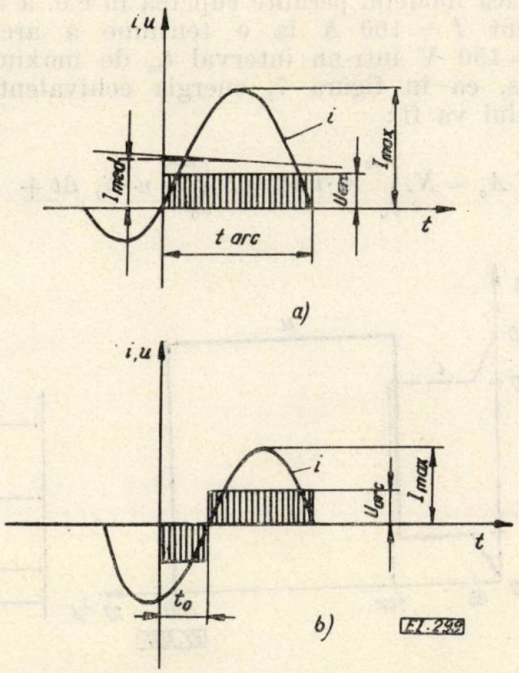


Fig. 6. Variația lui i ; U_{arc} ; I_{max} și I_{med} cu considerația componentei aperiodice a) și fără componență aperiodică b) [15].

Notațiile utilizate în relațiile 3, 4 și 5 reprezintă :

U_{arc} — tensiunea arcului, V ;

t_{arc} — durata arcului, s ;

---

* Constanta de timp T_e este influențată de creșterea puterilor instalate și a tensiunilor de serviciu în creștere putînd lua valorile :

$T_e = 0{,}004 - 0{,}5$ s, pentru generatoare în funcție de construcție și putere ;

$T_e = 0{,}013 - 0{,}1$ s, pentru transformatoare ;

$T_e = 0{,}00065 - 0{,}05$ s, pentru linii.

I_{max} — valoarea maximă a componentei periodice a curentului de scurtcircuit, A_{max};

Ø — faza tensiunii în momentul apariţiei scurtcircuitului.

Experimental s-a stabilit [15] că energia care se dezvoltă în arc, în timpul semiperioadei mari a curentului de arc, este de k_w ori mai mare decît în cazul cînd lipseşte componenta aperiodică; conform curbelor din [15] k_w poate lua valoarea maximă $k_w = 1{,}6$.

Considerînd cazul frecvent al unui întreruptor de 6 kV avînd :

$$P_n' = 250 \text{ MVA}; \quad U_n' = 6 \text{ kV}; \quad I_{sc} = \frac{250}{\sqrt{3}\cdot 6} =$$

$= 24{,}3$ kA; iar $A_1^* = 2{,}18\cdot 10^5 \cdot$ Ws, ţinînd cont că A_2 poate fi luat în funcţie de A_1; $A_{2max} = k_w \cdot A_1 = 3{,}5\cdot 10^5$ Ws.

Dacă modelul permite ruperea în c.c. a unui curent $I = 100$ A la o tensiune a arcului $U = 150$ V într-un interval t_{ax} de maximum 0,2 s, ca în figura 7, energia echivalentă a arcului va fi :

$$A_e = N.\int_0^{t_{ax}} u\cdot i\,\mathrm{d}t = N\int_0^{45ms} u\cdot i,\ \mathrm{d}t +$$

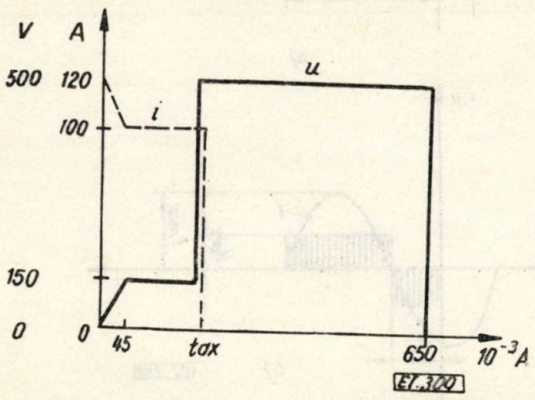


Fig. 7. Curbe convenţionale de variaţie a tensiunii U şi curentului I pentru un ciclu de funcţionare a dispozitivului „model cameră de stingere".

$$+ N\int_{45ms}^{t_{ax}} u\cdot i\cdot \mathrm{d}t = N\cdot 2700 \text{ Ws}, \qquad (6)$$

revenind un factor de multiplicitate :

$$N = \frac{A_{2max}}{2700} = 130. \qquad (7)$$

Experimental s-a majorat N luîndu-se : $N = 150$.

* Se consideră că tensiunea arcului reprezintă 15% din U_n şi deci $U_{arc} = \frac{15}{100}\cdot 15000$ V.

4. Schema electrică utilizată pentru încercări

Schema electrică utilizată pentru încercări este prezentată în figura 8a şi asigură :

— deschiderea automată a contactelor principale ale modelului sub curentul de 100 A şi 600 V printr-o programare automată şi rapidă, strict corelată cu închiderea contactorului,

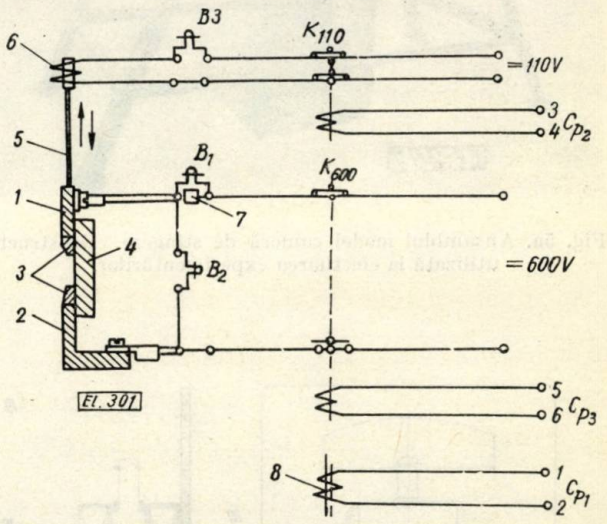


Fig. 8a. Schema de principiu utilizată :

1 — contact mobil superior; *2* — contact fix inferior; *3* — plăcuţe din aliaj W-CU; *4* — epruvetă; 5 — tije de acţionare; *6* — electromagnet de acţionare; *7* — şunt 1000 A; *8* — cuplă electromagnetică pentru comanda automată a oscilografului; *K* 110 Acc — contactor 10 Ac.c; *K* 600 Acc — contactor 100 Ac.c; B_4, B_2 şi B_3 — bucle oscilografice; C_{pl}, C_{p2} şi C_{p3} — circuite electrice de programare automată.

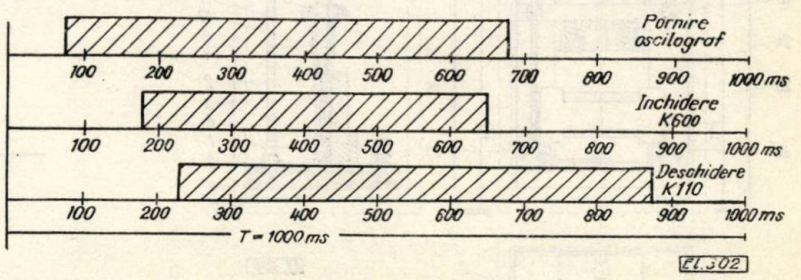
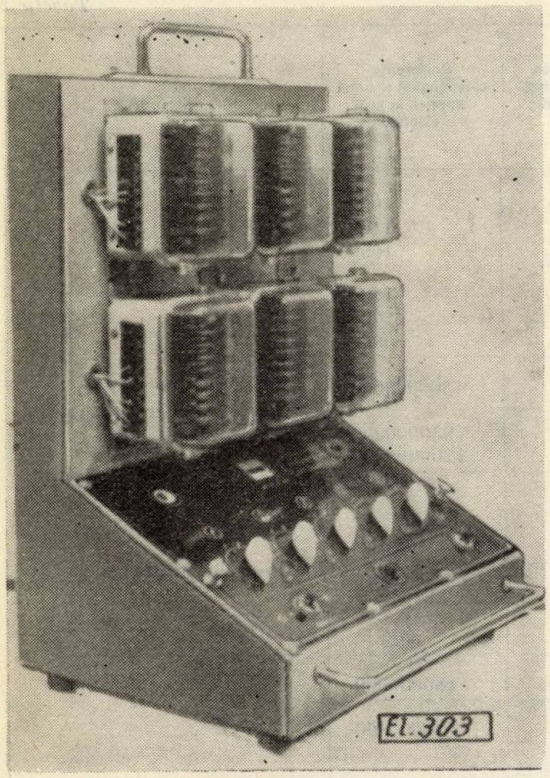


Fig. 8b. Diagrama funcţională a schemei din figura 8a.

pornirea oscilografului la început şi deschiderea la sfîrşit a contactorului care realizează astfel protecţia circuitului, utilizînd în acest scop un programator electronic cu cinci canale (fig. 9a) cu schema de principiu arătată în figura 9b şi 9c;

— înregistrarea a trei fenomene caracteristice fiecărei deschideri — curentul, tensiunea şi deplasarea contactelor;

— revenirea schemei la configuraţia iniţială pentru a permite o nouă încercare după acelaşi ciclu ca în figura 10.



← Fig. 9 a.

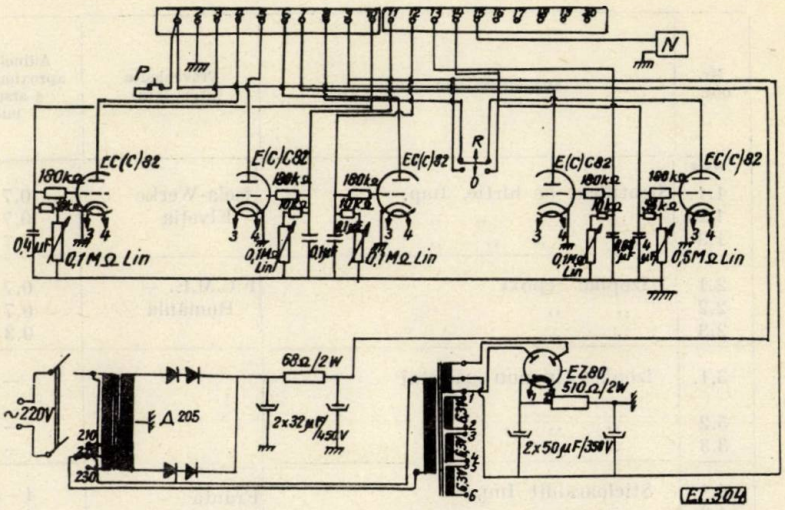


Fig. 9 b.

Fig. 9a. Ansamblul programator electronic cu cinci canale de programare între $t = 0$ şi $t = 1$ s. Durata între cicluri $T = 1-15$ s.

Fig. 9b. Schema de principiu a programatorului (blocul electronic).

Fig. 9c. Schema de principiu a programatorului (blocul relee intermediare).

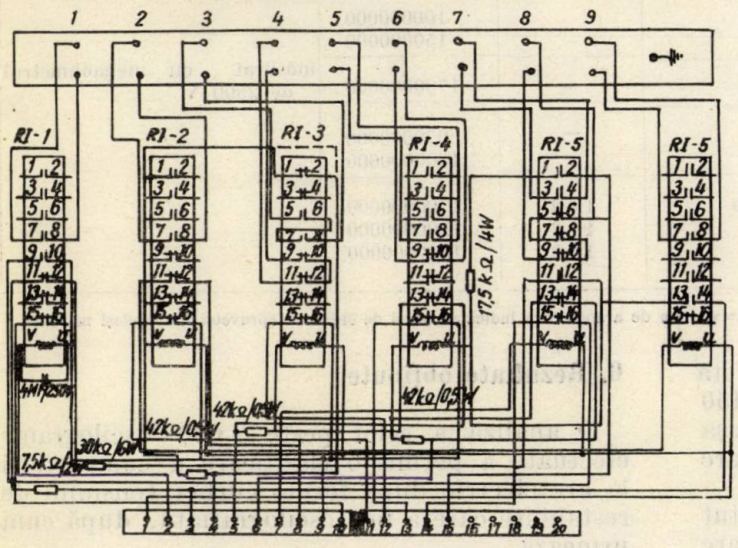


Fig. 9 c.

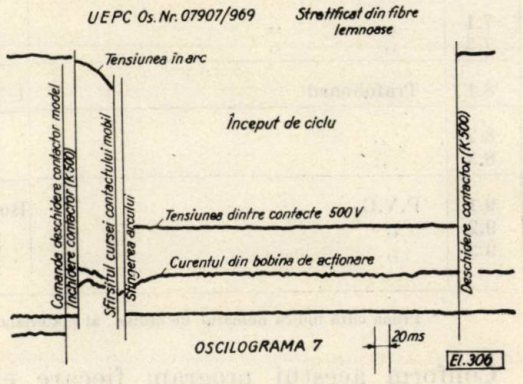


Fig. 10. Oscilograma 1.

5. Încercări efectuate

În urma unor experimentări prealabile s-a stabilit următorul program de încercare a unei epruvete, program în aşa fel conceput pentru a scoate în evidenţă influenţa evolutivă a suprafeţei din epruvetă, supusă la acţiunea arcului electric :

a) 1—5 cicluri de deschidere cu ulei curat, fără epruvetă, cu înregistrare ;

b) 6—155 cicluri de deschidere cu acelaşi ulei, cu epruvetă şi cu înregistrare periodică (zece cicluri cu înregistrare şi douăzeci fără înregistrare) ;

c) 156—165 cicluri de deschidere în continuare fără epruvetă şi cu înregistrare.

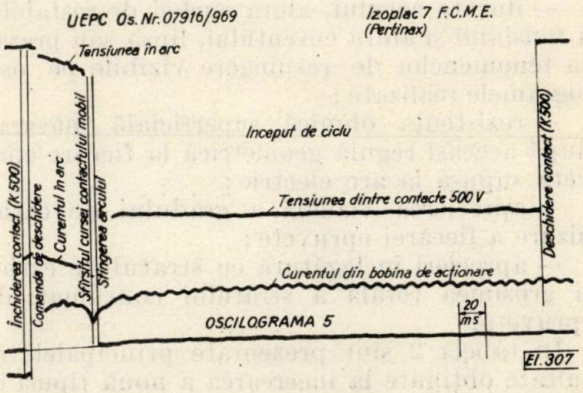


Fig. 11. Oscilograma 2.

Tabela 2

Nr. ord.	Denumirea materialului	Proveniența (firma-țara)	Adîncimea aproximativă a arsurii mm	Rezistența superficială a zonei supuse la arc electric	Observații
***					
1.1.	Stratificat de hîrtie. Imp.	Isola-Werke Elveția	0,7	1000	
1.2.	,, ,, ,, ,,		0,7	1100	
1.3	,, ,, ,, ,,		0,7	1060	
2.1	Izoplac epoxi	F.C.M.E. — România	0,7	11300	măsurat cu puntea
2.2	,, ,,		0,7	11020	
2.3	,, ,,		0,3	10800	
3.1.	izoplac tip nou aparataj		—	1800000000	
5.2	,, ,, ,, ,,		—	950000000	măsurată cu megaohmetrul 2500 V
3.3	,, ,, ,, ,,		—	1200000000	
4.1	Sticloaraldit Imp.	Franța	4—5	9,9	
4.2	,, ,,		4—5	9,3	
4.3	,, ,,		4—5	9,5	
5.1	Sticloaraldit		5	0,17	măsurat cu puntea
5.2	,,		5	0,45	
5.3	Stecloaraldit		5	0,3	
6.1	Carton electrotehnic		—	180000000	
6.2	Carton electrotehnic	F.C.M.E. — România	—	130000000	
7.1	,, ,,		—	100000000	
7.3	,, ,,		—	150000000	
8.1	Trafoboard	U.R.S.S.	—	1700000000	măsurat cu megaohmetrul de 2500 V
8.2	,,		—	970000000	
8.3	,,		—	1000000000	
9.1	P.V.C.	România	1—2	1700000000	
9.2	,,		1—2	1200000000	
9.3	,,		1—2	1300000000	

*** Prima cifră indică numărul de ordine al materialului cercetat. Cea de a doua cifră indică numărul de ordine al epruvetei din același material.

Conform acestui program fiecare epruvetă a fost supusă la acțiunea arcului de circa 150 ori. Intervalul dintre cicluri a fost ales în așa fel ca să permită deionizarea spațiului de arc și liniștirea uleiului (10a).

Criteriile principale pe baza cărora s-a putut aprecia comportarea fiecărei epruvete la arc electric au fost :

— durata arcului, alura curbei de restabilire a tensiunii și alura curentului, lipsa sau prezența fenomenelor de respingere vizibile pe oscilogramele realizate ;

— rezistența ohmică superficială măsurată după aceeași regulă geometrică la fiecare epruvetă supusă la arc electric ;

— aprecierea vizuală a gradului de carbonizare a fiecărei epruvete ;

— aprecieri în legătură cu stratul de carbon și grosimea totală a stratului consumat din epruvetă.

În tabela 2 sînt prezentate principalele rezultate obținute la încercarea a nouă tipuri diferite de stratificate sau alte materiale izolante.

6. Rezultate obținute

O analiză a celor peste 2 000 oscilograme efectuate a permis o clasificare a comportării la arc electric după forma curbei tensiunii de restabilire care a fost oscilografiată, după cum urmează.

a) Curbă continuă fără oscilații și stingere rapidă a arcului mai înainte ca contactele să ajungă la distanța maximă dintre ele (17 mm) (osc. I, fig. 10).

b) Curbă continuă fără oscilații și stingere a arcului imediat după ce s-a realizat distanța maximă dintre contacte (17 mm) (osc. 2, fig. 11).

c) Curbă prezentînd oscilații, stingeri și reamorsări la o durată a arcului avînd pînă la 200 ms (osc. 3, fig. 12).

d) Idem peste 200 ms (osc. 4, fig. 13).

e) Curbe a căror revenire la valoare maximă (stingerea) nu este sigură și prezintă reamorsări repetate pînă la deconectarea prin contactorul de protecție K 600 (osc. 5, fig. 14).

f) Curba care din cauza curentului ce apare permanent și continuu nu mai revine la valoarea maximă pînă la deconectarea prin contactorul de protecție K 600 (osc. 6, fig. 15).

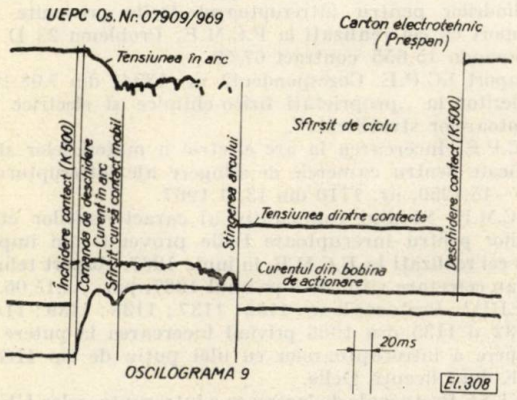


Fig. 12. Oscilograma 3.

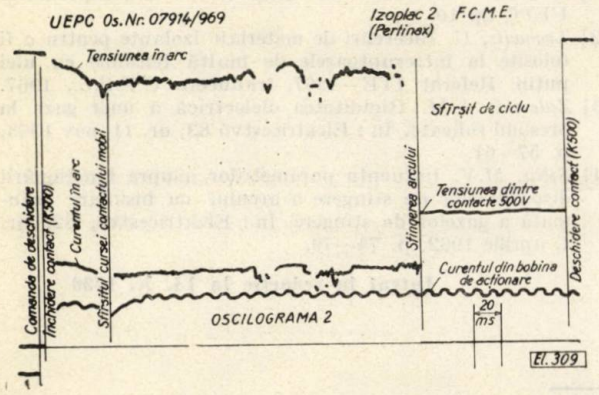


Fig. 13. Oscilograma 4.

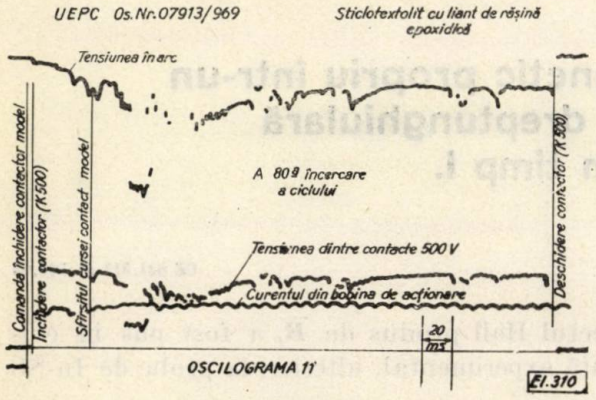


Fig. 14. Oscilograma 5.

Comun tuturor acestor curbe, privind forma ce o ia tensiunea de restabilire, este faptul că, pînă ce contactele ating distanța maximă (17 mm) între ele, prezintă o alură asemănătoare, lină și variabilă în funcție de distanța momentană dintre contactele modelului. Numai după acest interval de timp curba tensiunii de restabilire, ia diferite forme și aspecte în funcție de comportarea epruvetei încercate.

De regulă, pentru materialele electroizolante avînd o bună rezistență la arcul electric, tensiunea de restabilire ia după intervalul de timp mai sus amintit pînă la stingerea arcului electric o valoare relativ constantă, în jurul a 150 V ceea ce înseamnă un cîmp electric al arcului de circa 88 V/cm.

O clasificare a materialelor încercate prin această metodă presupune unele dificultăți, în sensul că multe materiale prezintă mai multe forme ale tensiunii de restabilire.

În general atingerile care nu au loc în intervalul 0—150 ms (cazul c, d, e) sînt cauzate de prezența în regiunea de arc a unei epruvete avînd o proastă comportare la arcul electric. Astfel de cazuri culminează cu apariția unui curent permanent ca în oscilograma 5 și 6 ce nu se mai stinge singur și trebuie întrerupt

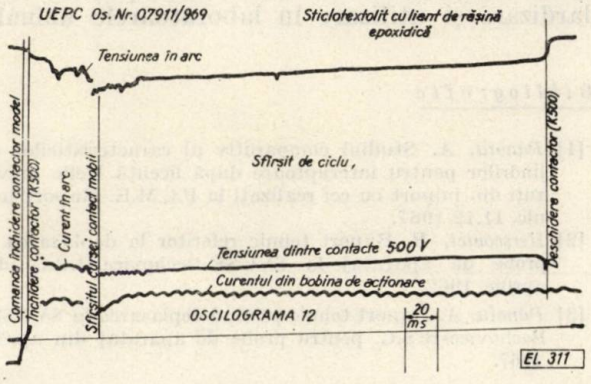


Fig. 15. Oscilograma 6.

de la un element de protecție cum este K 500 în figura 8.

O curbă a tensiunii de restabilire care pînă la ruperea arcului nu a depășit 150 ms (cazul a, b, c) și prezintă o pantă liniștită fără oscilații, caracterizează prezența în regiunea de arc electric a unei epruvete avînd o bună comportare la arcul electric. Prezența oscilațiilor reclamă o analiză suplimentară a duratelor din punct de vedere statistic evolutiv și măsurarea rezistențelor superificiale.

Măsurarea rezistenței (nu a rezistivității) superficiale s-a efectuat prin vopsirea epruvetei cu o soluție de colodiu și grafit conform STAS 6107-59, luîndu-se însă alte dimensiuni destinate a încadra zona contaminată de acțiunea arcului electric.

Valori ale rezistențelor superficiale obținute ca niște valori relative caracteristice diferitelor materiale electroizolante care au fost supuse la ciclul de încercări citat la paragraful 4 a, b, c, d, e sînt prezentate în tabela 2.

7. Concluzii

Metoda a confirmat slaba comportare la arc electric a materialelor conținînd lianți epo-

xidici sau fenolici, prin comparaţia rezultatelor - „pe model" cu cele efectuate la „mare putere" şi buna comportare verificată pe aceeaşi cale a materialelor ce nu conţin lianţi ca : lemnul stratificat, cartonul electrotehnic şi trafoboardul.

Metoda verificării comportării materialelor electroizolante la acţiunea arcului electric prin folosirea unui model de cameră de stingere ca cel prezentat în lucrare s-a dovedit folositoare, ea oferind preţioase informaţii referitoare la utilizarea materialelor electroizolante la construcţia camerelor de stingere. Prin ea se pot selecţiona de la bun început materialele susceptibile de utilizare micşorînd astfel costul şi durata de obţinere a unor rezultate pozitive pe întreruptoare variabile.

— Metoda poate fi perfecţionată şi sistematizată în aşa mod ca ea să devină aptă de standardizare şi utilizare în laboratoarele uzinale.

Bibliografie

[1] *Pănoiu, A.* Studiul comparativ al caracteristicilor cilindrilor pentru înreruptoare după licenţă Delle prevăzuţi din import cu cei realizaţi la F.C.M.E. Raport tehnic, 11.12.1967.

[2] *Herşcovici, B.* Raport tehnic referitor la deplasarea la probe de aparataj la SVUSE-Bechovice-R.S.C. din aprilie 1967.

[3] *Pănoiu, A.* Raport tehnic privind deplasarea la SVUSE-Bechovice-R.S.C. pentru probe de aparataj din aprilie 1967.

[4] Raport I.C.P.E. Determinarea rezistenţei la arc a pertinaxului francez tip P.D. şi a materialului stratificat tip $I_z 2$ (EUT) şi $I_z 3$ (EI) fabricat de F.C.M.E., conform normelor VDE 0303—1/10—55 şi 5/10—55. Problema D 38, comanda 15—359, contract 66/59.

[5] Raport I.C.P.E. Studiul comparativ al caracteristicilor cilindrilor pentru întreruptoarele Delle provenite din import cu cei realizaţi la F.C.M.E. Problema 23 D 12, comanda 15.655 contract 67/59.

[6] Raport I.C.P.E. Corespondenţă nr. 13941 din 7.08.1967 referitor la „proprietăţi fizico-chimice şi electrice ale motoarelor stratificate".

[7] I.C.P.E. Încercarea la arc electric a materialelor stratificate pentru camerele de stingere ale întreruptorului 10—15/1250, nr. 1710 din 13.11.1967.

[8] F.C.M.E. Studiul comparativ al caracteristicilor cilindrilor pentru înreruptoare Delle proveniţi din import cu cei realizaţi la F.C.M.E. în iunie 1967. Raport tehnic. Plan cercetare ştiinţifică pe anul 1967, poz. Ac.15.06.10.

[9] CERDA. Protocoale nr. 1136 ; 1137 ; 1138 ; 1139 ; 1142 ; 1132 şi 1135 din 1966 privind încercarea la putere de rupere a întreruptoarelor cu ulei puţin de tip HG şi HK după licenţă Delle.

[10] SVUSE Protocoale de încercare a întreruptoarelor UEPC tip 10—20/630 şi IUP 110 modernizat la putere de rupere din aprilie 1967.

[11] SVUSE Protocoale de încercare a întreruptoarelor UEPC tip 10.

[12] *Legowitz, U.* Încercări de materiale izolante pentru a fi folosite la întreruptoarele de înaltă tensiune cu ulei puţin. Referat ITE—1967, traducere U.E.P.C., 1967.

[13] *Zalesski, A.M.* Rigiditatea dielectrică a unor gaze la presiuni ridicate. În : Elektricestvo 83, nr. 11, nov 1963, p. 57—61.

[14] *Silin, M.V.* Influenţa parametrilor asupra funcţionării dispozitivelor de stingere a arcului cu insuflare automată a gazelor de stingere. În : Elektricestvo, 82, nr. 4, aprilie 1962, p. 74—79.

Intrat în redacţie la 14. X. 1790

Efectul Hall produs de cîmpul magnetic propriu într-un conductor infinit lung de secţiune dreptunghiulară şi parcurs de un curent constant în timp I.

UWE GRÜN* — Timişoara

CZ 621.317.42 ;538.63

1. Enunţul problemei

Din teoria mecanicii cuantice, aplicată la solide semiconductoare omogene şi izotrope şi aflate în regim electrocinetic staţionar [2], s-a demonstrat valabilitatea legii conducţiei în forma :

$$\bar{J} = \sigma_B(\bar{E} + R_H[\bar{J} \times \bar{B_P}]), \qquad (1)$$

pentru cazul cînd conductorul parcurs de curent se află numai în cîmpul magnetic propriu B_p

Efectul Hall produs de $\bar{B}_P$ a fost pus în evidenţă experimental, ulterior, la probe de In-Sb [1].

În lucrarea de faţă autorul îşi propune să calculeze expresia analitică a cîmpului magnetic propriu în interiorul unei bare dreptunghiulare, semiconductoare, parcursă de curentul constant I şi să se determine expresia tensiunii Hall U_H între un punct aflat pe axa conductorului 0 şi unul aflat pe periferia conductorului în planul de simetrie orizontal al sistemului (fig. 1)

* Ing. *U. Grün* este şef de lucrări la Facultatea de electrotehnică din Institutul politehnic-Timişoara.

2. Determinarea analitică a cîmpului magnetic în interiorul conductorului

În primul rînd trebuie căutată soluția problemei de cîmp pentru domeniul interior al

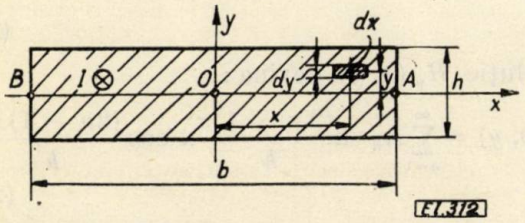


Fig. 1. Secțiunea plăcii semiconductoare infinite parcursă de curentul I, la un cîmp exterior $B_e = 0$.

conductorului. Pentru aflarea acestui rezultat se utilizează și soluția găsită pentru domeniul exterior și expusă în [3].

Astfel componentele cîmpului magnetic $\overline{H}(H_x$ și $H_y)$ calculate într-un punct P de coordonate y, x, în afara conductorului, vor avea valorile :

$$H_x = \frac{I}{8\pi b/2\; h/2}\left[\frac{x+b/2}{2}\ln\frac{(y+h/2)^2+(x+b/2)^2}{(y-h/2)^2+(x+b/2)^2} - \frac{x-b/2}{2}\ln\frac{(y+h/2)^2+(x-b/2)^2}{(y-h/2)^2+(x-b/2)^2} + (y+h/2)\cdot\left(\operatorname{arctg}\frac{x+b/2}{y+h/2} - \operatorname{arctg}\frac{x-b/2}{y+h/2}\right) + \left(y-\frac{h}{2}\right)\cdot\left(\operatorname{arctg}\frac{x+b/2}{y-h/2} + \operatorname{arc\,tg}\frac{x-b/2}{y-h/2}\right)\right] \quad (2)$$

$$H_y = \frac{I}{8\pi b/2\; h/2}\left[\frac{y-h/2}{2}\ln\frac{(x+b/2)^2+(y-h/2)^2}{(x-b/2)^2+(y-h/2)^2} - \frac{y+h/2}{2}\ln\frac{(x+b/2)^2+(y+h/2)^2}{(x-b/2)^2+(y+h/2)^2} + \left(x+\frac{b}{2}\right)\cdot\left(\operatorname{arctg}\frac{y-\frac{h}{2}}{x+\frac{b}{2}} - \operatorname{arctg}\frac{y+\frac{h}{2}}{x+\frac{2}{b}}\right) - \left(x-\frac{b}{2}\right)\cdot\left(\operatorname{arc\,tg}\frac{y-\frac{h}{2}}{x-\frac{b}{2}} - \operatorname{arc\,tg}\frac{y+h/2}{x-\frac{b}{2}}\right)\right] \quad (3)$$

Punînd condiția $y = 0$ se obține, după calcule simple :

$$H_x = 0,$$

$$H_y(x) = \frac{I}{2\pi b}\frac{\operatorname{arc\,tg}\dfrac{h/2}{x-b/2}}{\dfrac{h/2}{x-b/2}} - \frac{\operatorname{arc\,tg}\dfrac{h/2}{x+b/2}}{\dfrac{h/2}{x+b/2}} - \ln\frac{(x+b/2)^2+(h/2)^2}{(x-b/2)^2+(h/2)^2}. \quad (4)$$

Punînd $x = b/2$, se obține :

$$H(b/2,0) = H_t = -\frac{I}{2\pi b}\frac{\operatorname{arc\,tg}\dfrac{h}{2b}}{\dfrac{h}{2b}} + \ln\sqrt{\frac{b^2+h^2/4}{h^2/4}}. \quad (5)$$

Pentru domeniul din interiorul conductorului sînt valabile relațiile :

$$\operatorname{rot}\overline{H} = \overline{J}, \quad (6)$$

$$\operatorname{div}\overline{H} = 0. \quad (7)$$

Exprimînd ecuațiile (6) și (7) în coordonate carteziene, obținem :

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = J, \quad (8)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial x} + \frac{\partial H_y}{\partial y} = 0. \quad (9)$$

Derivînd ecuațiile (8) și (9) încă o dată în raport cu x și respectiv y și adunîndu-le se obține :

$$\frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_y}{\partial y^2} = 0 \quad (10)$$

și

$$\frac{\partial^2 H_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} = 0, \quad (11)$$

adică componentele H_x și H_y satisfac în interiorul domeniului conductorului ecuația lui Laplace.

Pentru calcularea tensiunii Hall U_{HOA} în interiorul conductorului de secțiune dreptunghiulară (fig. 1) este necesar a se cunoaște doar repartiția cîmpului magnetic de-a lungul planului de simetrie ce trece prin punctele OA. Din motive de simetrie, în planul ce conține punctele OA și axa longitudinală a conductorului infinit, cîmpul $\overline{H}$ posedă doar componenta $-H_y$. În consecință vom căuta doar soluția componentei $H_y(x, 0)$. Se aplică în acest scop metodele următoare.

a) *Metoda separării variabilelor în coordonate carteziene*

Putem nota astfel :

$$H_y(x, y) = X(x) \cdot Y(y). \quad (12)$$

Înlocuind soluția (12) în (10) se obține :

$$Y(y)\,X''(x) + X(x)\,Y''(y) = 0$$

sau

$$\frac{X''(x)}{X(x)} = -\frac{Y''(y)}{Y(y)} = k^2 \text{ independent de } x \text{ și } y.$$

Soluția generală a componentei H_y apare deci :

$$H_y(x, y) = (A_0 x + B_0)(C_0 y + D_0) + \sum_{k=1}^{\infty} (A_k \operatorname{sh}(k \cdot x) + B_k \operatorname{ch}(k \cdot x)) \cdot (C_k \sin ky + D_k \cos ky). \quad (13)$$

$H_y(x)$ este funcție impară în raport cu x, deci :

$$H_y(b/2, y) = -H_y(-b/2, y). \quad (14)$$

$H_y(x, y)$ este o funcție pară în raport cu y

$$H_y(X, h/2) = H_y(x - h/2). \quad (15)$$

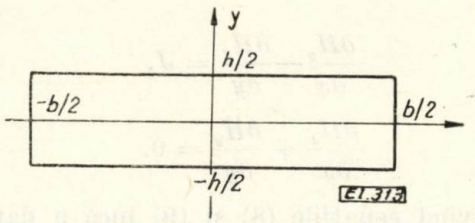


Fig. 2. Secțiunea plăcii semiconductoare.

Avem :

$$H_y(x, h/2) = (A_0 x + B_0)(C_0 h/2 + D_0) + \sum_{k=1}^{\infty} (A_k \operatorname{sh} kx + B_k \operatorname{ch} kx)(C_k \sin kh/2 + D_k \cos kh/2), \quad (16)$$

$$H_y(x, -h/2) = (A_0 x + B_0)(-C_0 h/2 + D_0) + \sum_{k=1}^{\infty} (A_k \operatorname{sh} kx + B_k \operatorname{ch} kx)(-C_k \sin kh/2 + D_k \cos kb/2) \quad (17)$$

și punînd condiția (14) rezultă : $C_0 = 0$, $C_k = 0$

Deci :

$$H_y(x, y) = (A_0 x + B_0) D_0 + \sum_{k=1}^{\infty} D_k (A_k \operatorname{sh} kx + B_k \operatorname{sh} kx) \cos ky. \quad (18)$$

Punînd și condiția (15) în punctele $(-b/2, y)$ și $(+b/2, y)$, obținem analog : $B_0 = 0$; $B_k = 0$, și soluția va fi de forma :

$$H_y(x, y) = A_0 x + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \operatorname{sh} kx \cos ky. \quad (19)$$

În cazul cînd $H_y(x, h/2) = 0$, ceea ce ar coincide cu ipoteza că circumferința conductorului dreptunghiular este o linie de cîmp ; rezultă :

$$A_0 = 0 \text{ și } \cos kh/2 = 0, \quad (20)$$

din (20) rezultă imediat :

$$k \cdot h/2 = \frac{(2n-1)\pi}{2}, \quad k = \frac{(2n-1)\pi}{h}; \quad (21)$$

Soluție $H_y(x, y)$ devine :

$$H_y(x, y) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \operatorname{sh} \frac{(2n-1)\pi}{h} x \cos \frac{(2n-1)\pi}{h} y. \quad (22)$$

Pentru determinarea coeficienților A_n se dezvoltă $H(b/2, y)$ în seria Fourier. Ținînd cont că grosimea h a plăcii semiconductoare este foarte mică în comparație cu lățimea b, raportul fiind uzual :

$$h/b > 20$$

se poate admite cu aproximații bune că de-a lungul înălțimii h componenta H_y este constantă, avînd pe toată înălțimea valoarea $H_y(b/2, 0) = H_t$ calculată în (5). Continuitatea componentei tangente a lui H pe fața laterală a conductorului rezultă din faptul că în punctele acelei suprafețe rot $_s\overline{H} = 0$.

Pe frontiera domeniului desfășurată, obținem deci următoarea repartiție periodică a lui $H_y(b/2, y)$ (fig. 3).

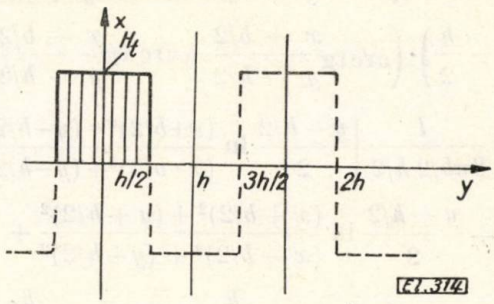


Fig. 3. Condiții simplificate pe frontieră utilizate la metoda separării variabilelor în coordonate carteziene.

Notînd :

$$H_y(b/2, y) = \sum A_\nu \sin \nu \omega y + B_\nu \cos \cos \nu \omega y$$

avem $A_\nu = 0$ deoarece repartiția din figura 3 este o funcție pară în raport cu originea aleasă.

Rezultă :

$$B_\nu = \frac{2}{T} \int_0^T H(b/2, y) \cos \nu \omega y \cdot dy. \quad (23)$$

După calcule simple se obține :

$$B_\nu = \frac{4H_t}{\nu\pi} \sin \frac{\nu\pi}{2} \text{ pentru } \nu = 2n - 1. \quad (24)$$

$$n \neq 0$$

Deci

$$B_y = -\frac{4H_t}{(2n-1)\,\pi}(-1)^n. \tag{25}$$

Rezultă :

$$H(b/2, y) = \sum_{n=1}^{\infty} \cdot \frac{-4\,H_t}{(2n-1)\,\pi}(-1)^n \cos\frac{(2n-1)\,\pi}{h}y. \tag{26}$$

Comparînd seria (26) cu (22) se obţine valoarea coeficientului A_n :

$$A_n = \frac{-4H_t}{(2n-1)\,\pi}(-1)^n \frac{1}{\operatorname{sh}\dfrac{(2n-1)\pi}{2b}\,h} \tag{27}$$

$$H_y(x, y) = \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{4H_t}{(2n-1)}(-1)^n \cdot$$

$$\cdot \frac{\operatorname{sh}\dfrac{(2n-1)\,\pi}{h}x}{\operatorname{sh}\dfrac{(2n-1)\,\pi}{2h}b} \cos\frac{(2n-1)\,\pi}{h}y. \tag{28}$$

La $y = 0$ se obţine :

$$H_y(x, 0) = \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{4\,H_t}{(2n-1)\,\pi}(-1)^n \cdot$$

$$\cdot \frac{\operatorname{sh}\dfrac{(2n-1)\,\pi}{h}x}{\operatorname{sh}\dfrac{(2n-1)\,\pi}{2h}b}. \tag{29}$$

Verificăm în punctul $A\ (b/2, 0)$ (fig. 1) :

$$H_y(b/2,0) = -\sum_{n=1}^{\infty}\frac{4H_t}{(2n-1)\,\pi}(-1)^n =$$

$$= H_t\left\{\frac{4}{\pi} - \frac{4}{3\pi} + \frac{4}{5\pi} - \frac{4}{7\pi} + \frac{4}{9\pi}\right\} \cong 1{,}06H_t\,.$$

Eroarea obţinută în calcul atrage 6%, din cauza aproximărilor adoptate la condiţii pe frontieră.

b) *Metoda separării variabilelor în coordonate polare*

Aceeaşi ecuaţie de tip Laplace, ecuaţia (10), poate fi soluţionată şi în coordonate polare, obţinîndu-se o soluţie nouă.

În acest scop vom înscrie secţiunea dreptunghiulară într-un cerc, avînd raza (fig. 4) :

$$R = (b/2)^2 + (h/2)^2.$$

În scopul aflării unei soluţii convergente a ecuaţiei (10) vom introduce *coordonate adimensionale* în ecuaţie, astfel încît coordonata adimensională să fie :

$$x' = \frac{x}{R} \quad \text{şi} \quad y' = \frac{y}{R}. \tag{30}$$

Ecuaţia Laplace (10) de soluţionat va fi deci :

$$\frac{\partial^2 H_{y'}}{\partial (x')^2} + \frac{\partial^2 H_{y'}}{\partial (y')^2} = 0, \tag{31}$$

ea rezultînd înmulţind ecuaţia (10) cu R^2.

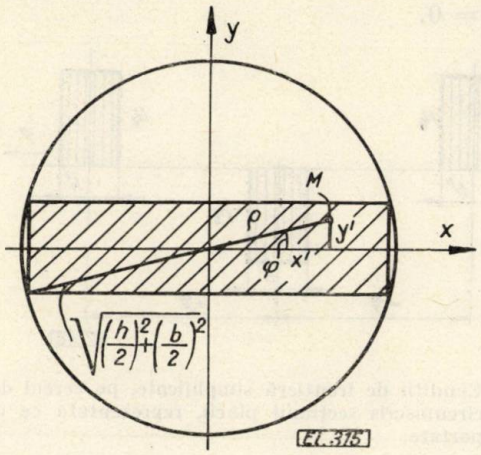


Fig. 4. Secţiunea plăcii semiconductoare în sistemul coordonatelor raportate.

Soluţia ecuaţiei (31) poate fi :

$$H_y(x', y') = H_y(x, y) \tag{32}$$

deoarece în soluţia căutată $H(x, y)$ apar numai funcţii care conţin rapoarte de mărimi fizice cu dimensiune de lungime.

În continuare vom căuta soluţia $H_y(x', y')$ pentru coordonate adimensionale. Această soluţie în coordonate polare este :

$$H_y(x', y') = \sum_{n=1}^{\infty}\left((x'^2 + x'^2)^{\frac{n}{2}}\,(A'_n \cos n \operatorname{arc\,tg}\frac{y'}{x'} + \right.$$

$$\left. + B'_n \sin n \operatorname{arc\,tg}\frac{y'}{x'}\right). \tag{33}$$

Această soluţie este cunoscută în matematică ca soluţia problemei Dirichlet pe cerc [5]. Trecerea la soluţia cu coordonate adimensionale se cere pentru că condiţia de convergenţă a seriei (33) cere ca

$$|x'^2 + y'^2| \leqslant 1.$$

Soluţia verifică ecuaţia lui Laplace termen cu termen, şi deci şi suma termenilor va fi o soluţie a ecuaţiei (10) sau (31), ceea ce rezultă de altfel şi prin verificări.

În cele ce urmează vom pune condiţii de frontieră pe arc pentru a determina coeficienţii A'_n şi B'_n din soluţia (33).

Presupunem aceleaşi condiţii de repartiţie ale cîmpului H pe frontieră şi anume $H(b/2, y) = -H_t$ şi $H(-B/2, y) = H_t$; în rest cîmpul H se consideră nul.

Va rezulta o distribuţie ca în figura 5.

Descompunînd această distribuţie în serie Fourier vom obţine :

$$H_y(x', y') = \sum_{n=0}^{\infty} \alpha'_n \cos n\varphi + \beta'_n \sin n\varphi \quad (34)$$

cu $\beta'_n = 0$.

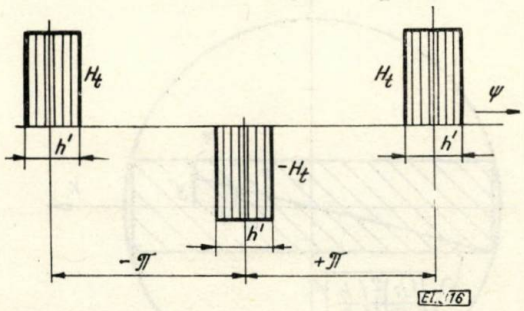


Fig. 5. Condiţii de frontieră simplificate, pe cercul de rază $R = 1$ circumscris secţiunii plăcii, reprezentată cu dimensiuni raportate.

Determinarea lui α'_n se face din :

$$\alpha'_n = \frac{1}{\pi}\int_{-\pi}^{+\pi} f(\psi)\cos n\psi \mathrm{d}\psi = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} f(\psi)\cos n\psi \,\mathrm{d}\psi, \quad (35)$$

$$\left(\frac{\pi}{180}\ \text{arc tg}\ \frac{h'}{b'}\right)$$

$$\alpha'_n = \frac{2}{\pi}\int_0 - H_t \cos n\psi \,\mathrm{d}\psi + \frac{2}{\pi}\int^{0} H_t \cos n\psi d\psi =$$

$$\pi \ldots = -\frac{\pi}{180}\ \text{arc tg}\ \frac{h'}{b'}$$

$$= \frac{4H_t}{\pi n} \sin n \frac{\pi}{180} \text{arc tg}\frac{h'}{b'}. \quad (36)$$

$$n = 2p + 1 \qquad p = 0, 1, 2, 3 \ldots .$$

Comparînd seriile (33) şi (34) termen cu termen obţinem :

$$A_n = \frac{4H_t}{\pi_n} \sin n \frac{\text{arc tg}\frac{h'}{b'}}{180} \quad (37)$$

Soluţia (33) devine :

$$H_y(x', y') = \sum_{n=1}^{\infty} (x'^2 + y'^2)^{n/2} \frac{4H_t}{\pi n} \sin n \times$$

$$\times \frac{\text{arc tg}\frac{h'}{b'}}{180} \cos n \ \text{arc tg}\frac{y'}{x'}. \quad (38)$$

Pentru $y' = 0$:

$$H_y(x', 0) = \sum_{n=0}^{\infty} x'^n \frac{4H_t}{\pi n} \sin n \frac{\text{arc tg}\frac{h'}{b'}}{180} \pi.$$

La $x' = b'/2$:

$$H_y\left(\frac{b'}{2}, 0\right) = \frac{4H_t}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{b'^n}{2^n \cdot n} \sin n \frac{\text{arc tg}\frac{h'}{b'}}{180} \pi. \quad (39)$$

Revenind la coordonatele neraportate, relaţia (39) devine :

$$H_y(b/2, 0) = \frac{4H_t}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{b}{2}\right)^n}{\left[\left(\frac{b}{2}\right)^2 + \left(\frac{h}{2}\right)^2\right]^{n/2}} \cdot$$

$$\cdot \frac{1}{n} \sin n \frac{\text{arc tg}\frac{h}{b}}{180} \pi.$$

Pentru $\left(\frac{h}{b}\right)^2 \ll 1$ se obţine în final :

$$H_y(b/2, 0) = \frac{4H_t}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n} \frac{\sin n \ \text{arc tg}\frac{h}{b}}{180} (-1)^n. \quad (40)$$

Fie : $\text{arc tg}\frac{h}{b} = 10°$

$$H_y(b/2, 0) = \frac{4H_t}{\pi}\left\{1 - \sin\frac{\pi}{18} + \cdots\right\} \cong 1{,}14\, H_t.$$

Se obţine un rezultat asemănător ca la metoda precedentă.

3. Determinarea tensiunii Hall între punctele 0 şi A

Calculul cîmpului Hall $\overline{E}_H$.

Avem :

$$\text{rot}\ \overline{E}_H = 0 \quad (41)$$

$$\overline{J} = \text{rot}\ \overline{H} \quad (42)$$

$\overline{H}$ este numai cîmpul propriu produs de $\overline{J}$.

Admiţînd valabilă relaţia :

$$\overline{E}_H = \overline{B}_H[\overline{J} \times \overline{B}] \quad (43)$$

în cazul plăcii infinit lungi în cîmpul magnetic propriu, tensiunea Hall poate fi calculată din :

$$U_{HO_A} = \int_0^{b/2} \mathrm{d}x E_H = R_H J \int_0^{b/2} \mathrm{d}x B_y(y = 0) =$$

$$= -\frac{4H_t}{\pi}\mu_0 R_H J \int_0 dx' \left\{ x' \sin \frac{\operatorname{arctg}\frac{h}{b}}{180}\pi + \right.$$

$$\left. + x'^3 \sin 3\frac{\operatorname{arctg}\frac{h}{b}}{180}\pi + x'^5 \sin 5\frac{\operatorname{arctg}\frac{h}{b}}{180} + \cdots \right\}$$

(44)

$$U_{HOA} = -\frac{4H_t}{\pi}\mu_0 R_H J \left\{ \frac{b^2}{8\left[\left(\frac{h}{2}\right)^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2\right]} \cdot \right.$$

$$\cdot \sin\left(\operatorname{arctg}\frac{h}{b}\frac{\pi}{180}\right) + \frac{b^4}{64\left[\left(\frac{h}{2}\right)^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2\right]} \cdot$$

$$\left. \cdot \sin\left(3 \operatorname{arctg}\frac{h}{b}\frac{\pi}{180}\right) + \cdots \right\} =$$

$$= -\frac{4}{\pi}\mu_0 R_H H_t I \frac{1}{h}\left\{ \frac{b}{8} \sin\left(\operatorname{arctg}\frac{h}{b}\frac{\pi}{180}\right) + \right.$$

$$\left. + \frac{b^3}{64} \sin\left(3 \operatorname{arctg}\frac{h}{b}\frac{\pi}{180}\right) + \cdots \right\} \frac{1}{\left(\frac{h}{2}\right)^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} \cdot$$

(45)

Expresia finală a tensiunii Hall este:

$$U_{HOA} = \frac{4}{\pi}\mu_0 R_H \frac{I^2}{2\pi bh}\left\{ \frac{b}{8} \sin \operatorname{arctg}\frac{h}{b}\frac{\pi}{180} + \right.$$

$$\left. + \frac{b^3}{64} \sin 3 \operatorname{arctg}\frac{h}{b}\frac{\pi}{180} + \cdots \right\} \frac{1}{\left(\frac{h}{2}\right)^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} \cdot$$

(46)

Pentru punctele BA (fig. 1) tensiunea Hall $U_{HBA} = 0$ este nulă deoarece $H_t(-x) = -H_t(x)$.

Bibliografie

[1] *Busch G., Jaggi R.*, şi *Kern R.* Eigenhalleffekt in In-Sb In: Helv. phys. Acta 28, 452, 1955.

[2] – Handbuch der Physik, vol. XX. Springer Verlag, 1957, pag. 73

[3] *Răduleţ, R.* Bazele electrotehnicii. Probleme. Bucureşti, Editura Didactică şi Pedagogică, 1963.

[4] *Novacu Valer.* Electrodinamică. Probleme. Bucureşti, Editura Didactică şi Pedagogică, 1964.

[5] *Şabac, Gheorghe.* Matematici speciale vol. II. Bucureşti, Editura Didactică şi Pedagogică, 1965.

Intrat în redacţie la 15. IV. 197

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Asupra determinării exacte a diagramei cercului maşinii asincrone

ALEXANDRU SIMION* – Iaşi

CZ 621.313.33.012.2.001.24

Reprezentînd în planul complex, curentul absorbit de o maşină asincronă la diverse alunecări, tensiunea de alimentare fiind constantă, vîrful acestui fazor variază după un cerc a cărui poziţie în plan depinde de parametrii maşinii. Cunoaşterea acestui cerc face posibilă rezolvarea grafică a multor probleme referitoare la maşina asincronă. Astfel se pot predetermina grafic: alunecarea, puterea absorbită, puterea electromagnetică, puterea mecanică, randamentul, factorul de putere etc., în orice regim de funcţionare a maşinii.

Diagrama cercului se trasează în două situaţii: a) la proiectare, folosindu-se parametrii calculaţi în proiect, b) după realizarea maşinii, prin încercări la platformă.

Indiferent de modul cum se trasează această diagramă, de precizia ei depinde precizia de predeterminare a caracteristicilor maşinii.

Cele mai utilizate diagrame sînt: cea simplificată (Heyland-Ossana [2], [6]) şi cea exactă (M. Kostenko [1]).

În lucrarea de faţă se deduce o construcţie a diagramei exacte a cercului, considerîndu-se şi pierderile în fier, în ipotezele din [1].

1. Schema echivalentă a maşinii asincrone

În figura 1 este prezentată schema echivalentă concentrată a maşinii asincrone; $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_m$, Z'_2 fiind respectiv impedanţele înfăşurării pri-

* Ing. *A. Simion* este asistent la Catedra de maşini electrice din I.P. Iaşi

mare, a circuitului de magnetizare şi a înfăşurării secundare. Se poate scrie:

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_{ech}}, \tag{1}$$

unde impedanţa echivalentă este:

$$\underline{Z}_{ech} = \underline{Z}_1 + \frac{1}{\frac{1}{\underline{Z}_m} + \frac{1}{\underline{Z}'_2}}, \tag{2}$$

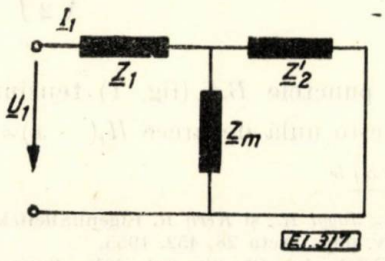


Fig. 1. Schema echivalentă concentrată a maşinii asincrone.

iar:

$$\underline{Z}_1 = r_1 + jx_1;\ \underline{Z}_m = r_m + jx_m;\ \underline{Z}'_2 = \frac{r'_2}{s} + jx'_2.$$

În cele ce urmează se va construi în planul complex locul geometric al vîrfului fazorului $\underline{I}_1$.

2. Diagrama loc geometric a impedanţei echivalente

Singura variabilă în expresia (2) este alunecarea s.

În figura 2, se reprezintă: $\underline{Z}_m$, impedanţa circuitului de magnetizare de modul Z_m şi argument $+\varphi_m$; inversa sa, $\frac{1}{\underline{Z}_m}$, de modul $\frac{1}{Z_m}$ şi argument $-\varphi_m$ (în planul admitanţelor); impedanţa $\underline{Z}'_2 = \frac{r'_2}{s} + jx'_2$ care este o dreaptă, $\Delta\Delta'$, paralelă la axa reală, la distanţa x'_2 pe care s-au fixat valorile $\pm\infty$ şi 0 ale alunecării; inversa acestei drepte $\frac{1}{\underline{Z}'_2}$, care este un cerc ce trece prin origine, cu diametrul

$$d_1 = \frac{1}{x'_2} \tag{3}$$

(corespunzător lui $s = 0$) şi centrul pe semiaxa imaginară negativă.

În figura 2 se mai reprezintă, în planul admitanţelor suma $\frac{1}{\underline{Z}'_2} + \frac{1}{\underline{Z}_m}$ care este un cerc, C_1, deplasat faţă de axa imaginară avînd centrul de coordonate:

$$\begin{cases} Re_{0_1} = \dfrac{1}{Z_m} \cdot \cos\varphi_m \\ Im_{0_1} = \dfrac{1}{Z_m} \sin\varphi_m + \dfrac{d_1}{2}. \end{cases} \tag{4}$$

Fie scara admitanţelor, respectiv a impedanţelor:

$$1s = 1\Omega = \bar{u}\ [\text{cm}] \tag{5}$$

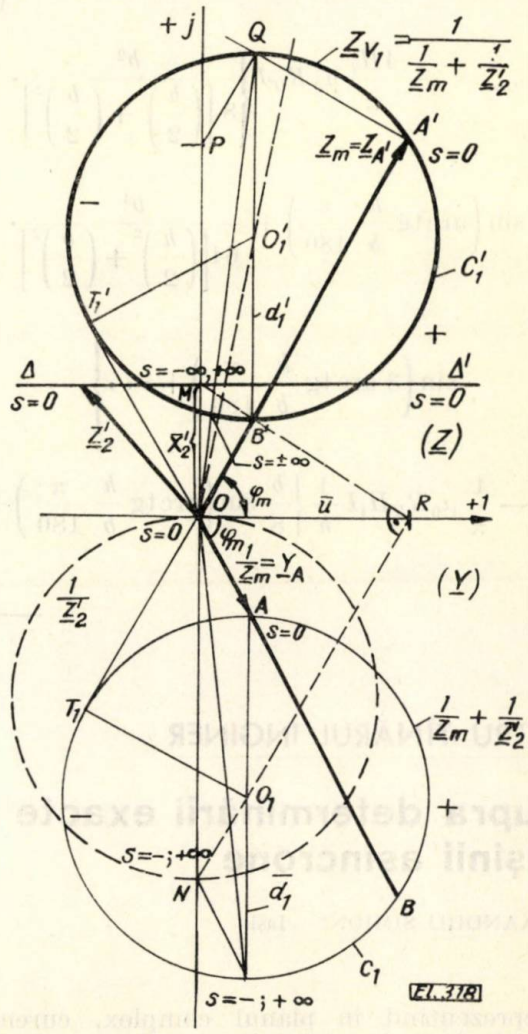


Fig. 2. Construcţia diagramei loc geometric a impedanţei echivalente.

Aplicînd puterea punctului 0 faţă de cercul C_1, se obţine:

$$\overline{OA}\cdot\overline{OB} = \overline{OO_1^2} - \overline{O_1T_1^2} = \overline{OT_1^2} = K^2\ [\text{cm}^2]. \tag{6}$$

Tot în figura 2 s-a reprezentat şi cercul C'_1 care reprezintă diagrama loc geometric a impedanţei:

$$\underline{Z}_{V_1} = \frac{1}{\frac{1}{\underline{Z}_m} + \frac{1}{\underline{Z}'_2}},$$

Se va analiza cum se obţine această diagramă.

Pentru $s = 0$, afixul A' se obţine din condiţia :

$$\dashrightarrow Z_{A'} = \frac{1}{\underline{Y}_A} = \underline{Z}_m \dashrightarrow$$

(prin inversiune). Relaţia dintre module fiind : $Z_{A'} = \frac{1}{Y_A}$ iar între argumente :

$$\arg \underline{Z}_{A'} = -\arg \underline{Y}_A = \varphi_m. \qquad (7)$$

Dar :

$$\overline{OA'} = Z_m \overline{u} \cdot [\text{cm}] \text{ şi } \overline{OA} = \frac{1}{Z_m} \overline{u} \text{ [cm]}.$$

Deci :

$$\overline{OA'} \cdot \overline{OA} = \overline{u}^2 \text{ [cm}^2\text{]}. \qquad (8)$$

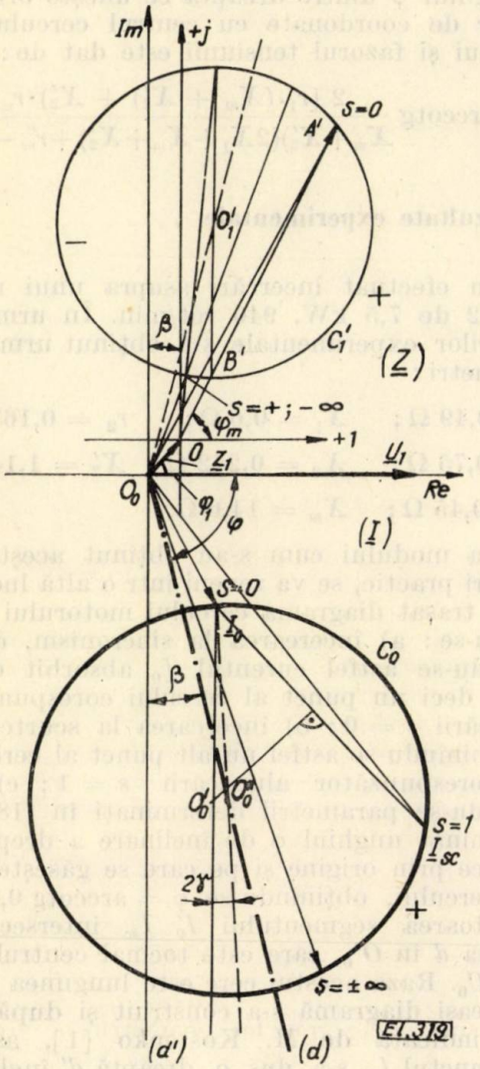


Fig. 3. Construcţia diagramei cercului curentului.

În felul acesta se obţine şi inversul lui $\underline{Y}_B$ care este $\underline{Z}_{B'}$, punctul B' găsindu-se pe dreapta OA', deoarece şi B se află pe OA.

La fel : $\overline{OB'} \cdot \overline{OB} = \overline{u}^2$ [cm^2], (8')

Împărţind (8) la (8') se obţine :

$$\frac{\overline{OA'}}{\overline{OB}} = \frac{\overline{OB'}}{\overline{OA}} = C. \qquad (9)$$

Din motive de omotetie mai rezultă :

$$\frac{\overline{OO'_1}}{\overline{OO_1}} = \frac{d'_1}{d_1} = C \qquad (9')$$

d'_1 fiind diametrul cercului C'_1.

În cele ce urmează se va arăta cum trebuie făcută reprezentarea (fig. 2) în aşa fel ca cele două cercuri C_1 şi C'_1 să fie egale şi simetrice faţă de axa reală, caz în care reprezentarea impedanţei $\underline{Z}_{V_1}$, s-ar reduce la reprezentarea admitanţei :

$$\frac{1}{\underline{Z}'_2} + \frac{1}{\underline{Z}_m}.$$

Aşa dar va trebui ca $\overline{d}_1 = \overline{d}'_1$; $\overline{OO_1} = \overline{OO'_1}$; $C = 1$.

Făcînd convenţia că segmentul din plan care reprezintă o anumită mărime (impedanţă, admitanţă) se notează prin mărirea respectivă supraliniată, se obţine, din relaţia (3) :

$$\overline{d}_1 \cdot \overline{X}'_2 = d_1 \cdot \overline{u} \text{ [cm]} \cdot X'_2 \cdot \overline{u} \text{ [cm]} = 1\overline{u}^2 \text{[cm}^2\text{]}. \qquad (10)$$

Pentru ca cele două cercuri să fie egale şi simetrice faţă de axa reală trebuie ca : $\overline{OA'} = \overline{OB}$, sau :

$$\overline{OA'} = \overline{OA} + \overline{AB}. \qquad (11)$$

Dar $\overline{AB} = \overline{d}_1 \cdot \sin \varphi_m$ şi $\overline{OA'} = \overline{Z}_m$, iar din (8) rezultă : $\overline{OA} = \frac{\overline{u}^2}{\overline{Z}_m}$ Înlocuind aceste valori în (11) se obţine :

$$\overline{Z}_m = \frac{\overline{u}^2}{\overline{Z}_m} + \overline{d}_1 \cdot \sin \varphi_m. \qquad (12)$$

Ţinînd seama că $\sin \varphi_m = \frac{\overline{X}_m}{\overline{Z}_m}$, rezultă din (10) şi (12) :

$$\overline{u}^2 = \overline{X}'_2 \cdot \frac{\overline{Z}_m^2}{\overline{X}_m + \overline{X}'_2} \; ; \; \overline{d}_1 = \frac{\overline{Z}_m^2}{\overline{X}_m + \overline{X}'_2} \qquad (13)$$

şi :

$$\begin{cases} \overline{Z}_m = \sqrt{1 + \frac{Z_m}{R'_2}}\, \overline{u} = n \cdot \overline{u} \\ \overline{d}_1 = \frac{\overline{u}^2}{\overline{X}'_2}. \end{cases} \qquad (14)$$

Cunoscînd $\overline{X}'_2$, Z_m, sin φ_m deci și pe X_m, construcția cercului C'_1 decurge astfel:

— se ia o unitate de lungime $\overline{OR} = \overline{u}$[cm];

— se calculează $n = \sqrt{1 + \frac{X_m}{\overline{X}'_2}} = \sqrt{1 + \frac{X_m}{X'_2}}$;

— se construiește $\overline{X}_m = \overline{OA}'$ de lungime $n \cdot \overline{u}$ și care face unghiul φ_m cu axa reală. Vîrful acestui segment se află pe cercul C'_1;

— se construiește segmentul $\overline{OM} = \overline{X}'_2 = \frac{X'_2}{Z_m} \cdot \overline{Z}_m = X'_2 \cdot \overline{u}$;

— se duce perpendiculara în R pe $\overline{MR}$ care întîlnește axa imaginară în N, obținîndu-se conform relației (14—2): $\overline{ON} = \overline{d}_1$;

— din P, unde $\overline{OP} = \overline{d}_1$, se duce o paralelă la $\overline{OA}'$ care întîlnește în Q, perpendiculara la $\overline{OA}'$ în A';

— din Q se duce o paralelă la axa imaginară care întîlnește pe OA' în B', mijlocul O'_1 al segmentului QB' este tocmai centrul cercului C'_1 de rază O'_1A'.

Pentru a afla diagrama loc geometric a impedanței echivalente $\underline{Z}_{ech}$, după cum rezultă din (2) se va transla sistemul de axe $(+1, +j)$ din figura 2, încît coordonatele centrului 0 în noul sistem $(+Re + Im)$ să fie $(+r_1, +jx_1)$. Se obține astfel diagrama din figura 3.

3. Determinarea centrului cercului diagramei loc geometric a impedanței echivalente.

În figura 3 se pot determina coordonatele centrului O'_1 față de sistemul de axe $(Re - Im)$ cu relațiile geometrice.

Pentru partea reală:

$$Re_{O'_1} = \overline{Z}_1 \cdot \cos \varphi_1 + \overline{OB'} \cdot \cos \varphi_m,$$

unde $\overline{OB'} = \frac{\overline{u}^2}{\overline{Z}_m}$, ținînd seama de (13 — 1) se obține:

$$Re_{O'_1} = \overline{r}_1 + \frac{\overline{X}'_2 \cdot \overline{r}_m}{\overline{X}_m + \overline{X}'_2}, \qquad (15)$$

Pentru partea imaginară:

$$Im_{O'_1} = \overline{Z}_1 \cdot \sin \varphi_1 + \overline{OB'} \cdot \sin \varphi_m + \frac{\overline{d}_1}{2}.$$

Ținînd seama de (13) se obține:

$$Im_{O'_1} = \overline{X}_1 + \frac{\overline{X}_m \cdot \overline{X}'_2}{\overline{X}_m + \overline{X}'_2} + \frac{\overline{X}_m^2 + \overline{r}_m^2}{2(\overline{X}_m + \overline{X}'_2)}$$

care se mai poate scrie:

$$Im_{O'_1} = \overline{X}_1 + \frac{\overline{X}_m + \overline{X}'_2}{2} + \frac{(\overline{r}_m - \overline{X}'_m)(\overline{r}_m + \overline{X}'_2)}{2(\overline{X}_m + \overline{X}'_2)} \cdot \qquad (16)$$

Notînd cu β unghiul pe care-l face dreapta $O_0O'_1$ cu axa imaginară, se poate scrie:

$$\operatorname{tg}\beta = \frac{Re_{O'_1}}{Im_{O'_1}} =$$

$$= \frac{2\,(r_1\,(X_m + X'_2) + X'_2\,r_m]}{(X_m + X'_2)(2X_1 + X_m + X'_2) - (X'_2 - r_m)(r_m + X'_2)}. \qquad (17)$$

Din relația (1) se deduce: $\underline{I}_1 = \underline{U}_1 \cdot \frac{1}{\underline{Z}_{ech}}$.

Considerînd tensiunea $\underline{U}_1$ ca origine de fază, reprezentată la o anumită scară, se poate obține diagrama curentului $\underline{I}_1$ care este cercul C_0 (fig. 3), obținut prin inversiunea lui C'_1. Cercul C_0 are centrul situat pe o dreaptă $O_0O'_0$ simetrică cu $\overline{O_0O'_0}$ față de axa reală.

Unghiul φ dintre dreapta ce unește originea axelor de coordonate cu centrul cercului curentului și fazorul tensiunii este dat de:

$$\varphi = \operatorname{arccotg} \frac{2\,[r_1 \cdot (X_m + X'_2) + X'_2) \cdot r_m]}{X_m + X'_2)(2X_1 + X_m + X'_2) + r_m^2 - X_2'^2}. \qquad (18)$$

4. Rezultate experimentale

S-au efectuat încercări asupra unui motor tip M2 de 7,5 kW, 940 rot/min. În urma încercărilor experimentale s-a obținut următorii parametri:

$r_1 = 0{,}49\ \Omega$; $X_1 = 0{,}6\ \Omega$; $r_2 = 0{,}163\ \Omega$;

$r'_2 = 0{,}75\ \Omega$; $X_2 = 0{,}242\ \Omega$; $X'_2 = 1{,}14\ \Omega$;

$r_m = 0{,}45\ \Omega$; $X_m = 14{,}6\ \Omega$.

Asupra modului cum s-au obținut acești parametri practic, se va reveni într o altă lucrare.

S-a trasat diagrama cercului motorului efectuîndu-se: a) încercarea la sincronism, determinîndu-se astfel curentul $\underline{I}_0$ absorbit de la rețea, deci un punct al cercului corespunzător alunecării $s = 0$; b) încercarea la scurtcircuit determinîndu-se astfel un alt punct al cercului, $\underline{I}_{sc}$, corespunzător alunecării $s = 1$; c) înlocuindu-se parametrii determinați în (18) s-a determinat unghiul φ de înclinare a dreptei d ce trece prin origine și pe care se găsește centrul cercului, obținîndu-se $\varphi = \operatorname{arccotg} 0{,}0617$. Mediatoarea segmentului $\underline{I}'_0\ \underline{I}_{sc}$ intersectează dreapta d în O'_0, care este tocmai centrul cercului C_0. Raza acestui cerc este lungimea O'_0I_0.

Aceeași diagramă s-a construit și după metoda indicată de M. Kostenko [1], astfel: din punctul $\underline{I}_0$ s-a dus o dreaptă d' înclinată față de tensiunea U_1 cu unghiul $\left(\frac{\pi}{2} - 2\gamma\right)$, unde

$$\operatorname{tg} 2\gamma \simeq 2\operatorname{tg}\gamma = \frac{2\,r_1}{X_1 + X_m}, \qquad (19)$$

obținîndu-se $2\gamma = \text{arctg}\ 0{,}0645$. Mediatoarea segmentului $I_0 I_{sc}$ întîlnește această dreaptă în O_0'', care este tocmai centrul cercului, de rază $O_0'' I_0$.

Pentru cazul analizat, distanța dintre centrele celor două cercuri raportată la raza cercului este în jur de 1,2%.

Pentru a explica această diferență se va arăta cum se poate ajunge de la expresia (17) la expresia (19). Dacă considerăm pierderile în fier neglijabile: $r_m \simeq 0$, expresia (17) devine:

$$\text{tg}\beta = \frac{2 \cdot r_1 (X_m + X_2')}{(X_m + X_2')(X_m + 2X_1 + X_2') - X_2'^2}, \quad (17')$$

Dar: $X_m \gg X_2'^2$ termenul $X_2'^2$ fiind neglijabil în raport cu restul numitorului, (17) devine:

$$\text{tg}\beta' = \frac{2r_1}{(X_m + X_1)(X_1 + X_2')}. \quad (17'')$$

Deoarece unghiul 2γ are vîrful în I_0, iar β are vîrful în originea axelor, cateta alăturată unghiului 2γ este mai mică decît cea alăturată unghiului β, deci din (17'') se poate ajunge la relația aproximativă (19).

Concluzii

Din cele analizate se deduc următoarele concluzii importante referitoare la mașina asincronă cu rotor bobinat.

— Cunoscînd I_0, curentul de funcționare la gol și I_{sc}, curentul de funcționare la scurtcircuit, deci două puncte ale cercului curentului, precum și ceilalți parametri ai mașinii, cu ajutorul expresiei (17) se poate obține panta dreptei ce trece prin originea axelor, pe care se situează centrul cercului, cercul fiind astfel complet determinat.

— Din relația (18) se poate deduce factorul de putere la care curentul absorbit de mașină are valoarea minimă (în domeniul alunecărilor mici) precum și valoarea maximă (în domeniul alunecărilor mari). În general $\varphi_m > \varphi_1$ deci mașina asincronă absoarbe un curent minim în apropierea lui $s = 0$, dar în regim de generator, iar un curent maxim în apropierea alunecărilor $s = \infty$, tot în regim de generator.

— Modul expus mai sus de determinare a centrului cercului chiar dacă este mai complicat ca cel expus în [1] are o eroare mult mai mică dat fiind faptul că dreapta pe care se află centrul se construiește prin origine și nu prin punctul I_0 în a cărui determinare mai intervin și alte erori. Panta dreptei se obține cu precizie fără neglijarea pierderilor în fier cu relația (17). Cu neglijarea pierderilor în fier se poate folosi cu destulă precizie relația (17'') de determinare a pantei dreptei ce trece prin origine și pe care se află centrul cercului.

Bibliografie

[1] *Kostenko, P.M.* Electriceschie mașinî — speţialnaia ciasti. Leningrad, Moscova, 1949. cap. XIV și XVI.
[2] *Richter, R.* Mașini electrice. Ed. Tehnică, București, 1960, vol. IV, cap. B.
[3] *Bödefeld, Th.* și *Sequenz, H.* Elektrische Maschinen, 7 — Auflage. Springer-Verlag, 1965, cap. 4. 27.
[4] *Ghorghiu, S.I.* Mașini electrice — Probleme și aplicații industriale — I Ed. Tehnică, București, 1962, cap. 6.2.
[5] *Antoniu, S.I.* Chestiuni speciale de electrotehnică. Ed. Acad. R.S.R., 1956, cap. II.
[6] *Michael, W.* Theorie der Wechsels trommaschinen, Leipzig und Berlin, 1937, cap. 5.
[7] *Corlățeanu, V.* și *Bergman, I.* Curs de încercări de mașini electrice, Litografia. I.P. Iași, 1958.
[8] *Dordea, T.* Mașini electrice, E.D.P. București, 1970, cap. 4.7.

Intrat în redacție la 5. IV. 1971

NOTĂ

Asupra efectului dispersiunii magnetice în aparatul Epstein la măsurarea pierderilor în fier

A. IFRIM SI M. SĂRĂCIN* — București

CZ 621.317.421.2.083.4.001.24

Expresia clasică a pierderilor în fier măsurate cu ajutorul aparatului Epstein este determinată, în principal, în aproximația neglijării reactanței de dispersiune a înfășurării secundare a aparatului. Inductivitatea de dispersiune poate fi într-adevăr neglijabilă în raport cu inductivitatea utilă dacă se realizează o construcție îngrijită a aparatului și o foarte bună îmbinare a tolelor de fier în care se produc pierderile ce trebuie măsurate. Nesatisfacerea acestor condiții poate duce la introducerea, în calculul pierderilor în fier, a unor erori care să nu fie neglijabile. De aceea, credem că stabilirea unei expresii a pierderilor în fier în care să intervină și inductivitatea de dispersie a secundarului este utilă deoarece contribuie la mărirea preciziei de măsurare a pierderilor.

1. Calculul expresiei pierderilor în fier

Considerăm, într-o primă etapă a calculului, schema clasică a aparatului Epstein (fig. 1) a cărui înfășurare primară, avînd N_1 spire, este alimentat sub tensiunea la borne periodică u_1 (în particular sinusoidală), de frecvență f și a cărui înfășurare secundară, cu N_2 spire, are rezistența R_2 și inductivitatea de dispersiune $L_{\sigma 2}$.

Fluxul magnetic fascicular util cum și curenții i_1 și i_2 și tensiunea la bornele secundare u_2 sînt în general mărimi nesinusoidale, chiar dacă tensiunea u_1 este sinusoidală, deoarece

* Dr. ing. *A. Ifrim* este conferențiar la Institutul politehnic „Gh. Gheorghiu Dej"-București, iar ing. *M. Sărăcin* este asistent la același institut.

circuitul magnetic al aparatului este neliniar. Mărimile sînt însă, toate, periodice — prin ipoteză — şi pot fi dezvoltate în serii Fourier sub următoarele forme :

$$\Phi = \sum_k \Phi_k ; \qquad u_2 = \sum_k u_{2k} \tag{1}$$

$$i_1 = \sum_k i_{1k} = \sum_k i_{2k}$$

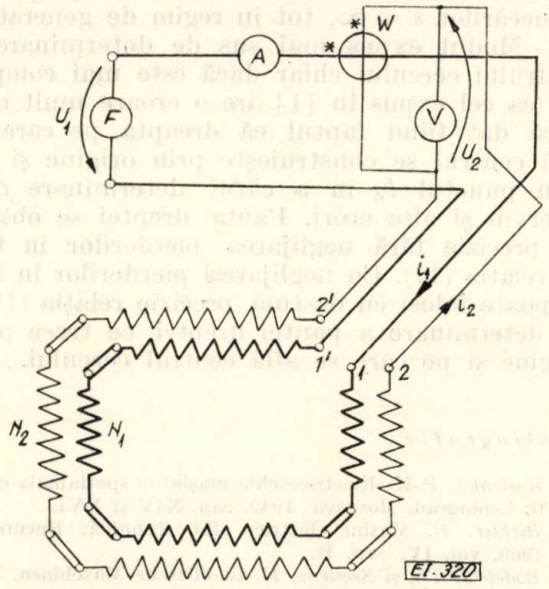


Fig. 1. Schema clasică a aparatului Epstein.

în care Φ_k, u_{2k}, i_{1k}, i_{2k} sînt armonicele corespunzătoare de ordinul k, de forma $A_k \sin(k\omega t + \gamma_k)$, dacă $\omega = 2\pi f$ este pulsaţia tensiunii u_1.

Schema echivalentă a aparatului Epstein este indicată în figura 2 în care u_{u1} este tensiunea utilă primară, adică tensiunea electromotoare cu semn schimbat, $-e_1$, indusă în înfăşurarea primară de fluxul magnetic util.

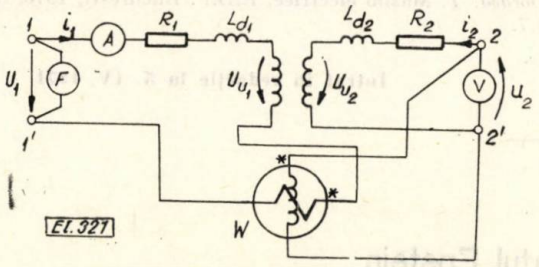


Fig. 2. Schema echivalentă a aparatului Epstein.

Pierderile din miezul feromagnetic al aparatului se pot calcula cu ajutorul expresiei :

$$P_{Fe} = \widetilde{u_{u1} \cdot i_{10}} \tag{2}$$

în care i_{10} este curentul primar de mers în gol, iar semnul $\sim$ arată că se efectuează medierea pe o perioadă, sau pe un număr întreg de perioade, a produsului $(u_{u1} \cdot i_{10})$.

Ţinînd seamă de expresiile (1), relaţia (2) se poate scrie sub următoarea formă :

$$P_{Fe} = \widetilde{\sum_k \sum_l u_{u1k} i_{10l}} = \sum_k \widetilde{u_{u1k} \cdot i_{10k}} \tag{3}$$

în care am ţinut seamă că $\widetilde{\sum_k \sum_l u_{u1k} \cdot i_{10l}} = \sum_k \sum_l \widetilde{u_{u1k} \cdot i_{10l}}$ şi că mediile $\widetilde{u_{u1k} \cdot i_{10l}}$ sînt nule dacă $l \neq k$.

Prin definiţie, $u_{u1} = -e_1 = -(N_1/N_2) \cdot e_2$ şi deci

$$u_{u1k} = -\frac{N_1}{N_2} \cdot e_{2k} = -\frac{N_1}{N_2}\left(u_{2k} + R_2 \cdot i_{2k} + L_{d2} \cdot \frac{di_{2k}}{dt}\right). \tag{4}$$

Pe de altă parte, $i_{10} = i_1 + (N_2/N_1) \cdot i_2$ adică :

$$i_{10k} = i_{1k} + \frac{N_2}{N_1} i_{2k}. \tag{5}$$

Înlocuind expresiile (4) şi (5) în (3), obţinem :

$$P_{Fe} = -\frac{N_1}{N_2} \sum_k \widetilde{u_{2k} \cdot i_{1k}} - \frac{N_1}{N_2} R_2 \cdot \sum_k \widetilde{i_{1k} \cdot i_{2k}} -$$

$$-\frac{N_1}{N_2} \cdot L_{d2} \sum_k \widetilde{i_{1k} \cdot \frac{di_{2k}}{dt}} - \sum_k \widetilde{u_{2k} \cdot i_{2k}} - R_2 \cdot \sum_k i_{2k} \tag{6}$$

în care am ţinut seama că $i_{2k} \cdot \dfrac{di_{2k}}{dt} = 0$ deoarece i_{2k} şi di_{2k}/dt sînt în cuadratură.

Indicaţia wattmetrului este proporţională cu media pe o perioadă (sau pe un număr întreg de perioade) a produsului dintre tensiunea de la bornele sale de tensiune şi dintre curentul care străbate bobina sa de curent şi deci puterea P_w indicată de wattmetru are expresia următoare, dacă wattmetrul se conectează ca în figura 1 :

$$P_w = -\sum_k \widetilde{u_{2k} \cdot i_{1k}}, \tag{7}$$

astfel încît primul termen din membrul drept al expresiei (6) este egal cu $(N_1/N_2) \cdot P_w$.

Dacă notăm cu R_s şi L_s rezistenţa echivalentă respectiv inductivitatea echivalentă a circuitului de „sarcină" conectat la bornele secundare ale aparatului (format din bobina de tensiune a wattmetrului şi din bobina voltmetrului), obţinem ecuaţia :

$$u_2 = R_s i_2 + L_s \frac{di_2}{dt},$$

adică

$$u_{2k} = R_s i_{2k} + L_s \frac{di_{2k}}{dt}. \tag{8}$$

Observăm, de asemenea, că $\widetilde{\sum_k u_{2k} i_{2k}} = R_s I_2^2$ şi $\widetilde{\sum_k i_{2k}^2} = I_2^2$ în care I_2 este valoarea efectivă a curentului secundar. Ţinînd seamă de aceste observaţii, de relaţiile (7) şi (8), cum şi de faptul că inductivităţile bobinelor voltmetrului şi wattmetrului conectate la bornele secundare sînt mici, astfel că $u_2 \simeq R_s i_2$ şi $U_2 \simeq R_s I_2$, obţinem din (6), relaţia :

$$P_{Fe} = \left(1 + \frac{R_2}{R_s}\right)\left(\frac{N_1}{N_2} P_w - \frac{U_2^2}{R_s}\right) - \frac{N_1}{N_2} \cdot L_{d2} \widetilde{\sum_k i_{1k} \cdot \frac{di_{2k}}{dt}}. \tag{9}$$

O primă simplificare a acestei expresii se obţine dacă se admite că $R_2 \ll R_s$ (relaţia satisfăcută bine în practică); în acest caz :

$$P_{Fe} \simeq \frac{N_1}{N_2} P_w - \frac{U_2^2}{R_s} - \frac{N_1}{N_2} \cdot L_{d2} \widetilde{\sum_k i_{1k} \cdot \frac{di_{2k}}{dt}}. \tag{10}$$

În sfîrşit, dacă se poate neglija curentul secundar (aparatul funcţionează într-un regim apropiat de mersul în gol), se obţine expresia cunoscută, utilizată curent în practică :

$$P_{Fe} = \frac{N_1}{N_2} \cdot P_w \frac{U_2^2}{R_s}. \tag{11}$$

2. Încercări experimentale

Suma $\widetilde{\sum_k i_{1k} \dfrac{di_{2k}}{dt}}$ din relaţia (9) se poate evalua cu apro-

Tabela 1

Calculul termenului corectiv datorită inductivității L_{d2}, pentru diferite valori ale inductiei B.

Felul tablei	B, T	f, Hz	I_1, A	I_2, mA	φ, grad	L_{d2}, mH	$\frac{N_1}{N_2}$, –	$I_1 I_2 \sin\varphi$, A^2	$\frac{N_1}{N_2}\omega L_{d2} I_1 I_2 \sin\varphi$, W
Supraaliată	0,3	50	0,275	15,6	110	2,047	1	$4,08.10^{-3}$	$2,7 .10^{-3}$
	0,5	50	0,459	22	107	2,047	1	$9,7,10^{-3}$	$6,22.10^{-3}$
	0,75	50	0,79	33,2	104	2,047	1	$25,6.10^{-3}$	$1,64.10^{-2}$
	1,00	50	1,262	41,6	101	2,047	1	$57,9.10^{-3}$	$3,33.10^{-2}$
	1,25	50	2,35	51,8	98	2,047	1	121.10^{-3}	$7,76.10^{-2}$
	1,50	50	6,15	32,4	92	2,047	1	199.10^{-3}	$1,26.10^{-1}$

Tabela 2

Pierderile în fier, măsurate pentru diferite valori ale inductiei B, fără a se tine seamă de termenul corectiv din tabela 1

Felul tablei	B, T	f, Hz	I_1, A	I_2, mA	U_2, V	P_w, W	R_w, Ω	R_v, Ω	R_s, Ω	$\frac{U_2^2}{R_s}$, W	PF_e, W
Supraaliată	0,3	50	0,275	15,6	26,6	2,38	6000	2260	1636	0,42	1,96
	0,5	50	0,459	22	44,2	5,54	15000	2260	1970	0,988	4,552
	0,75	50	0,79	33,2	66,3	11,22	15000	2260	1970	2,226	8,994
	1,00	50	1,262	41,6	88,4	18,5	30000	2260	2110	3,7	14,8
	1,25	50	2,35	51,8	110,8	28,6	30000	2260	2110	5,82	22,78
	1,50	50	6,15	32,4	132,4	37,8	30000	4520	3920	4,48	33,32

ximație în felul următor, considerîndu-se sinusoidali curenții i_1 și i_2:

$$\sum_k i_{1k} \frac{\widetilde{di_{2k}}}{dt} \approx \omega I_1 \cdot I_2 \cdot \sin\varphi, \qquad (12)$$

unde I_1 reprezintă valoarea efectivă a curentului primar, I_2 valoarea efectivă a curentului secundar, iar φ este defazajul dintre cei doi curenți presupuși sinusoidali. Aproximația din (12) este, evident, mai bună la inducții magnetice mici cînd miezul aparatului Epstein este nesaturat și curenții i_1 și i_2 mai puțin deformați.

În lucrarea de față defazajul a fost măsurat cu ajutorul unui vectormetru de fabricație sovietică U_{50}, iar valorile I_1 și I_2 cu ajutorul a două ampermetre.

Rezultatele experimentării sînt indicate în tabela 1.

În tabela 2, sînt trecute rezultatele măsurării pierderilor în fier în tolele supraaliate, cu montajul clasic din figura 2 și utilizînd relația de calcul (11).

3. Concluzii

Se observă că ultimul termen corectiv din membrul drept al relației (9), adică cel datorit inductivității L_{d2}, are valori de ordinul 10^{-3}[W] dacă aparatul Epstein este construit cu o dispersiune a secundarului față de primar foarte mică (de ordinul mH) la inducții pînă la 0,7 T și $(N_1/N_2) = 1$ și de ordinul $10^{-1} \div 10^{-2}$W dacă inducția magnetică e cuprinsă între 0,7 și 1,5 T. Se poate observa că, în acest caz, valorile termenului al doilea (corectiv) al membrului drept al relație (9) sînt mici în raport cu primul termen și deci că utilizarea în calcule a expresiei simplificate (11) este justificată (corectată eventual cu factorul $(1 + R_2/R_s)$ pentru a se obține termenul din (9)).

Pentru valorile inducției magnetice cuprinse între 0,3–0,7 T respectiv între 0,7–1,5 T termenul corectiv din (9) reprezintă aproximativ 0,2%, respectiv 0,4% din valorile pierderilor în fier calculate cu expresia clasică (11).

Dacă însă dispersiunea înfășurării secundare față de cea primară este mai mare (de ordinul zecimilor de H) și raportul $(N_1/N_2) \geqslant 1$ atunci termenul menționat poate avea valori sensibil mai mari. În acest caz, în calculul pierderilor în fier cu ajutorul aparatului Epstein trebuie considerat și termenul din expresia (9) care conține inductivitatea de dispersiune a înfășurării secundare în raport cu cea primară, mai ales în cazul în care și curenții electrici absorbiți de bobinele aparatelor de măsură conectate la bornele secundare nu sînt suficient de mici.

Bibliografie

[1] *Wiener, V.* Măsuri electrice, vol. **II**. București, Editura Tehnică, 1969.

[2] *Epstein, I.* Die magnetische Prüfung von Eisenblech. In: ETZ, nr. 14, 1911, p. 334–339; ETZ, nr. 15, 1911, p. 363–368.

[3] *Popescu, Al.* Curs de măsuri electrice și magnetice (dacticlografiat). Biblioteca facultății de electrotehnică, Institutul Politehnic-București.

RECENZII

C.Z. 538.0 (022÷075.8)

G.M. Gherstein : **Modelarea cîmpurilor prin metoda inducţiei electrostatice.** (Modelirovanie polei metodom electrostaticescoi inducţii). Moscova, Ed. Nauca, 1970, 316 pag.

Noua metodă experimentală de calcul prin modelare a cîmpurilor — metoda inducţiei electrostatice — a fost propusă de către G.M. Gherstein în 1956. Ulterior, metoda a fost dezvoltată în cadrul catedrei de radiofizică şi în cadrul laboratorului de modelare electrică a cîmpului de la universitatea din Saratov.

Pentru determinarea valorilor unui cîmp prin metoda inducţiei electrostatice se procedează în modul următor. Folosindu-se o serie de electrozi, se reproduce la o anumită scară, în aer, domeniul original pentru care se face calculul cîmpului. În punctul P (x, y, z) din spaţiul modelului, se introduce un corp încărcat cu sarcina electrică q. Măsurîndu-se apoi sarcinile electrice induse pe electrozi, în cazul sondei fixe, sau curenţii induşi, în cazul sondei mobile, se poate determina potenţialul, respectiv componenta intensităţii cîmpului electric pe direcţia de deplasare a sondei, în punctul P.

Metoda inducţiei electrostatice are la bază teorema Shocley-Ramo, conform căreia valoarea curentului electric indus de către o sarcină electrică mobilă q, într-un electrod pus la pămînt şi care aparţine unui sistem oarecare de electrozi, este dată de produsul dintre sarcina electrică q, viteza v (x, y, z) de deplasare a ei în raport cu sistemul de electrozi şi componenta E (x, y, z), pe direcţia acestei viteze, a intensităţii cîmpului laplaceian fictiv care ar apărea în punctul în care se află sarcina q dacă electrodul considerat ar avea potenţialul + 1 iar ceilalţi electrozi ai sistemului ar fi puşi la pămînt.

În raport cu celelalte metode de modelare electrică cunoscute (metoda cuvei electrolitice, metoda hîrtiei electroconductoare şi metoda reţelelor de rezistenţe), metoda inducţiei electrostatice prezintă, în principal, următoarele avantaje : a) nu necesită surse pentru alimentarea modelului ; b) mediul de modelare este, practic, nelimitat ; c) sonda nu are conductoare de legătură cu exteriorul.

Lucrarea de faţă, elaborată chiar de către autorul metodei inducţiei electrostatice, este prima monografie referitoare la această metodă.

În primele două capitole se prezintă problemele generale ale modelării analogice a cîmpurilor. Se face o scurtă trecere în revistă a metodelor de modelare electrostatică şi a tipurilor de probleme care apar în teoria potenţialului. Se analizează apoi fenomenul de inducţie electrostatică, prezentîndu-se teorema Shocley-Ramo şi se discută posibilităţile de generalizare a ei pentru cazul vitezelor mari de deplasare a sondei şi pentru cazul mediilor anizotrope.

Capitolul 3 este principalul capitol al cărţii. În el se expun bazele metodei inducţiei electrostatice, se prezintă diverse tipuri de sonde, se dau principiile de funcţionare a instalaţiilor de modelare cu sonde mobile şi cu sonde vibrante.

Capitolele 4, 5 şi 6 sînt consacrate prezentării posibilităţilor de aplicare a metodei inducţiei electrostatice la modelarea cîmpurilor laplaceiene bidimensionale şi tridimensionale, a cîmpurilor bidimensionale cu surse repartizate şi a cîmpurilor electromagnetice din ghidurile de undă.

În capitolele 7 şi 8 se fundamentează aplicarea metodei inducţiei electrostatice pentru analiza spectrelor armonicilor spaţiale ale cîmpurilor statice şi ale cîmpurilor din ghidurile de undă, în cazul sistemelor cu neomogenităţi periodice. Se discută spectrele armonicilor spaţiale ale cîmpului obţinute pe instalaţii de modelare cu sondă mobilă şi se precizează condiţiile de similitudine a spectrelor cîmpurilor statice şi a spectrelor cîmpurilor variabile.

În capitolul 9 se face o scurtă descriere a principalelor instalaţii de modelare produse în serie mică în cadrul universităţii din Saratov. Se dau caracteristicile şi parametrii acestora.

În capitolele 10, 11 şi 12 se prezintă rezultatele obţinute, cu instalaţiile descrise în capitolul 9, în rezolvarea unor serii de probleme actuale care apar în radiotehnică, în optica electronică, în tehnica acceleratoarelor şi în geofizică.

Lucrarea este însoţită de o bibliografie formată din 146 de titluri, permiţînd o eventuală aprofundare a metodei prezentate.

Cartea prezintă un interes deosebit pentru un cerc foarte larg de specialişti. Ea este utilă în primul rînd inginerilor, fizicienilor şi matematicienilor care se ocupă cu probleme de calculul cîmpurilor descrise prin ecuaţii de tip Laplace, Poisson sau Helmholtz, probleme care intervin curent în electrotehnică.

Ing. *Aurelian Crăciunescu*

C.Z. 621.335.2.04 : 621.314.63

V.E. Rozenfeld, V.V. Şevcenco, V.A. Maiboga şi G.P. Dolaberidze — **Comanda cu tiristoare a instalaţiilor de tracţiune electrică în curent continuu.** (Tiristornoe upravlenie electriceskim podvijnîm sostavom postoiannovo toca). Moscova, Ed. „Transport", 1970, 240 pag.

Sistemul de alimentare în curent continuu a instalaţiilor de tracţiune electrică are în prezent cea mai mare răspîndire. Astfel, întregul transport urban, majoritatea transportului industrial şi circa 60 % din căile ferate electrificate se alimentează în c.c.

Principalul dezavantaj al sistemului curentului continuu îl reprezintă dificultatea cu care se face în prezent reglarea tensiunii reţelei de contact, în vederea reglării vitezei motoarelor electrice. În afară de aceasta, motorul electric impune limitarea tensiunii reţelei de contact la valoarea de 3 000 V, nepermiţînd folosirea tensiunii de 10 sau 20 kV, indicată de calculele tehnico-economice.

Realizarea în ultimii ani a redresoarelor cu siliciu comandate permite adoptarea unor soluţii care să înlăture dezavantajele menţionate mai înainte. Aceste soluţii constau în utilizarea unor convertoare statice de c.c. pentru alimentarea motoarelor cu o tensiune care poate fi variată într-un domeniu larg, independent de tensiunea reţelei de contact. Convertoarele statice permit, de asemenea, să se transforme c.c. de înaltă tensiune în curent alternativ monofazat, de joasă tensiune şi de frecvenţă reglabilă şi deci să se folosească ca motoare de tracţiune maşini electrice fără colector.

În ultimii 5 ani au fost făcute numeroase cercetări experimentale privind comanda cu tiristoare a metrourilor, troleibuzelor, tramvaielor şi trenurilor electrice. Asemenea cercetări au fost făcute în Anglia, R.F.G., Cehoslovacia, U.R.S.S. ş.a.

În prezenta lucrare se analizează principalele probleme care privesc teoria şi calculul schemelor cu tiristoare folosite pentru alimentarea motoarelor electrice de tracţiune de la reţele de c.c.

În primul capitol se examinează problema alimentării motorului de c.c. serie prin intermediul unui invertor. În acest fel se poate separa galvanic motorul electric de reţeaua de contact. Reglarea tensiunii de alimentare se face prin modificarea unghiului de deschidere a tiristoarelor. Se analizează procesele electromagnetice care au loc în invertor şi se dau indicaţii de proiectare a invertoarelor. Se discută problema frînării recuperative.

În cel de al doilea capitol se examinează problema alimentării în impulsuri a motorului de c.c. serie. Se analizează procesele electromagnetice care au loc în convertoarele de impulsuri cu frecvenţă variabilă şi convertoarele de impulsuri cu lăţime variabilă. Se discută problema frînării recuperative şi se indică principiile de calcul a convertoarelor considerate. În încheiere se prezintă rezultatele cîtorva cercetări experimentale.

În capitolul al treilea se analizează problema folosirii motoarelor electrice fără colector (asincrone şi sincrone) ca motoare de tracţiune. După ce se arată cerinţele pe care trebuie să le îndeplinească convertorul prin care se face alimentarea în frecvenţă variabilă a motorului asincron şi se prezintă pe scurt funcţionarea motorului sincron comandat prin frecvenţă, se analizează procesele electromagnetice care au loc în invertoarele autonome folosite la alimentarea motoarelor menţionate mai înainte. Se discută apoi problema alimentării motoarelor fără colector prin intermediul convertoarelor cu circuit de c.a. intermediar.

În capitolul al patrulea sînt analizate sistemele de comandă, de protecţie şi de filtrare utilizate pe instalaţiile de tracţiune electrică în c.c.

Ultimul capitol, al cincilea, este consacrat examinării aspectelor economice ale alimentării prin tiristoare a motoarelor electrice de tracţiune. Se compară metoda de alimentare cu impulsuri de frecvenţă variabilă şi metoda de alimentare cu impulsuri de lăţime variabilă. Se compară apoi procedeul de alimentare prin tiristoare, cu procedeul de alimentare prin contactoare şi rezistenţe. În încheiere se examinează influenţa ridicării tensiunii reţelei de contact asupra eficienţei economice a alimentării prin tiristoare a motoarelor electrice de tracţiune.

Cartea este de un real folos inginerilor, tehnicienilor şi cercetătorilor ştiinţifici care se ocupă cu proiectarea, construcţia şi exploatarea instalaţiilor de tracţiune electrică.

Ing. *Aurelian Crăciunescu*

CZ 621.313.322

x x x **Problemele electrodinamicii tehnice** (Problemî tehniceskoi electrodinamiki). Editura Academii Nauk U.R.S.S. 1970.

Cartea cuprinde 33 de articole care se referă la o serie de probleme teoretice şi practice ale electrodinamicii tehnice. Principalele subiecte dezvoltate în lucrare se pot formula astfel: — criteriile de optimizare a proiectării micromotoarelor asincrone; regimurile de funcţionare ale motoarelor monofazate; problemele tehnologiei de realizare a maşinilor electrice speciale pe baza modelelor matematice generale; premisele calculării cu ajutorul calculatoarelor electronice cifrice a cîmpurilor magnetice din cadrul motoarelor electrice monofazate; scheme pentru schimbarea numărului de faze în cazul alimentării motoarelor asincrone; metode pentru măsurarea curenţilor din motoarele asincrone în cazul sarcinilor variabile; calculul principalelor mărimi electrice în cazul exploatării motoarelor electrice speciale; metodologia calculării maşinilor electrice asincrone; reglarea regimurilor de funcţionare a motoarelor electrice asincrone; influenţa armonicilor superioare asupra motoarelor asincrone cu rotoare masive; determinarea cuplurilor şi a turaţiilor motoarelor asincrone pentru diverse regimuri de funcţionare; calculul puterii transformatoarelor care alimentează instalaţii electrice speciale; metode de calcul al puterii reactive în cazul utilizării maşinilor sincrone şi asincrone; determinarea caracteristicilor de exploatare a motoarelor electrice sincrone; regimurile speciale de funcţionare ale generatoarelor de diferite puteri; aspecte noi privind tehnologia de realizare şi exploatare a motoarelor electrice asincrone speciale; metodele de determinare a pierderilor din maşinile electrice cu rotoare de diferite forme; instalaţii şi relaţii de calcul pentru determinarea pierderilor de putere în cazul turbogeneratoarelor; calculul cîmpurilor electrice în medii anizotrope; măsurarea practică a cîmpurilor magnetice din generatoarele electrice de 500 MW; funcţionarea maşinilor electrice sincrone în regimurile speciale de sarcină, metode de reducere a pierderilor în cuva transformatoarelor. Fiecare material din culegere prezintă atît aspectele matematice cît şi cele fenomenologice ale proiectării, realizării şi exploatării maşinilor electrice sincrone şi asincrone. Autorii insistă asupra regimurilor electrice speciale de funcţionare şi indică căi practice de rezolvare a diferitelor situaţii ce pot interveni în exploatare. Materialul prezentat în culegere este foarte condensat şi abundă în aspecte inedite privind calculul diferitelor mărimi ce intervin la proiectarea şi exploatarea maşinilor electrice. Multitudinea de idei face ca acest volum să intereseze pe specialiştii din domeniul teoretic şi practic al electrodinamicii tehnice.

Conf. dr. ing. *A. Carabulea*

REFERATE

CZ537.31 *Propagarea electricităţii*

CZ 537.312.62

Burnier, P. H. **Crioelectricitatea. Perspective de viitor** (La cryoélectricité. Perspectives d'avenir) În: L'électricien, **84**, nr. 2125, 1970, p. 33—37.

Deşi supraconductivitatea ca fenomen a fost pusă în evidenţă de 60 de ani, doar în ultimii 10 ani s-a reuşit punerea la punct a supraconductoarelor dure capabile de a suporta cîmpuri magnetice ridicate.

Se compară evoluţia dezvoltării acestui domeniu cu acela al semiconductoarelor, arătîndu-se că preţul mai ridicat, ca şi gradul mai redus de aplicaţie, constituie inconveniente în dezvoltarea mai rapidă a acestei tehnici. Astfel, în starea actuală a cercetărilor se arată că răcirea supraconductoarelor cu heliu lichid, a aluminiului şi cuprului cu hidrogen lichid, a beriliului cu azot lichid conduce la cheltuieli însemnate; astfel pentru un watt oră disipat este necesar: 1 400 cm³ de heliu lichid la 4°K costînd 35 franci litrul sau 115 cm³ de hidrogen lichid la 20°K al cărui preţ este de 7 franci litrul.

Se indică domeniile în care rezolvările tehnologice pot aduce accelerări a unor rezolvări: acela al cablurilor, magneţilor supraconductori, transformatoarelor sau maşinilor criogenice (în special cele homopolare şi cele heteropolare).

Fl. T.

CZ 538 *Magnetism Electromagnetism*

CZ 538.4.09

Fabre, J. şi Pericart, J. **Aventura magnetohidrodinamicii. Motivele unui abandon.** (L'aventure de la magnetohydrodynamique. Les raisons d'un abandon). În: Revue française de l'Energie, 1970, nr. 225, p. 5—9.

În 1960, Électricité de France, aborda un studiu important asupra conversiei directe a energiei termice în energia electrică pe cale magnetohidrodinamică; interesul era în mare, legat de penuria de combustibil, în special de lipsurile sesizate pe piaţa franceză ca urmare a închiderii canalului de Suez.

De asemenea cercetările în domeniul filierei de gaz-grafit lăsau deschise speranţele franceze într-o independenţă în domeniul energiilor primare, iar rezultatele obţinute în domeniul magnetohidrodinamicii de către americani, impuneau dezvoltarea unor cercetări în acest domeniu. Iniţial, cercetările au debutat prin elaborarea unui etaj magnetohidrodinamic în circuit deschis, destinat a completa centralele termice, clasice, fluidul conductor fiind constituit de gazele de combustie la temperaturi înalte.

Apoi Comisariatul de energie atomică a angajat o serie de cercetări în scopul de a realiza o soluţie bazată pe un circuit închis. Arătînd premisele începerii cercetărilor, autorii analizează cu mult discernămînt rezultatele obţinute în 10 ani şi conchid necesitatea pentru Franţa, de a reduce eforturile în acest domeniu, aceasta datorită dificultăţilor tehnologice apărute în special în domeniul materialelor refractare, concepţiei electrozilor, reîncălzirea aerului comburant, probleme care deşi rezolvate cu multă ingeniozitate nu au putut fi aduse la o fază industrială. Desigur, acest lucru trebuie privit cu multă grijă, cu atît mai mult cu cît alte ţări dezvoltă proiecte deosebit de importante.

Astfel, în U.R.S.S. se arată că programele generale de cercetări n-au suferit schimbări, Institutul de energetică construind cu ajutorul Institutului de temperaturi înalte, o centrală experimentală în apropierea Moscovei, compusă dintr-un etaj MHD de 25 MW.

În S.U.A., se stabileşte proiectul unei centrale de vîrf de 50 MW pentru Boston Company în timp ce în R.F.G. se prevede pentru 1975, o centrală mixtă de 120 MW, iar în, Japonia cercetările sînt destinate unei centrale de 700 MW, centrale utilizînd etaje MHD.

Dintre concluziile mai importante ce se desprind merită a fi menţionate cîteva:

— urmărirea atentă a conjuncturii pe plan mondial în domeniul menţionat;

— necesitatea unei corelări eficace pe plan naţional la apariţia altor proiecte importante şi de aceeaşi complexitate;
— necesitatea de a aprecia mai corect în viitor faza de adaptare tehnologică la realitatea industrială;
— pentru Franţa în condiţiile inexistenţei unor colective foarte puternice şi care să lucreze cu riscul sigur de a nu obţine rezultatele scontate, se impune o măsură radicală şi anume, sistarea lucrărilor.

Autorul recenziei, sesizînd prezentul material, atrage atenţia cititorului asupra faptului că experienţa descrisă şi concluziile se pot modifica în timp, aşa cum ştiinţa (vezi şi cazul centralelor nucleare) a dovedit-o în numeroase situaţii.

Fl. T.

CZ 621.312 *Industria electrotehnică*

CZ 621.312. : 621.317.3

Leclerq, C. L. **Laboratorul central al industriilor electrotehnice (LCIE-Franţa) şi calitatea componentelor electronice.** (Le LCIE et la qualité des composants électroniques) În: Bull. RGE, **79**, nr. 11, 1970, p. 952—958, 7 ref.

Pe lîngă o activitate de cercetare deosebit de vastă, Laboratorul Central al Industriilor Electrotehnice din Franţa efectuează centralizat, pentru diverse domenii de activitate, încercări de omologare, de control a omologării, de control centralizat al calităţii, încercări de orice natură solicitate atît de fabricanţi cît şi de utilizatori.

Se prezintă lucrările efectuate în acest domeniu de una din secţiile laboratorului şi anume aceea de componente electronice. Este descrisă metodologia de lucru, actele normative elaborate, drepturile de care dispune în activitatea de acordare a mărcii de conformitate.

Un loc deosebit în structura lucrării îl prezintă activitatea de încercări în domeniul verificării reţetelor, fiabilităţii, arbitrajului, remarcîndu-se interesul deosebit al fabricilor de a solicita acestuia încercări diverse, deşi dispun de o bază materială care le-ar permite efectuarea acestora. Acest lucru se explică atît prin prestigiul laboratorului, cît şi prin autoritatea şi ponderea pe care o are acest for neutru în efectuarea încercărilor şi acordarea buletinelor. Se descriu mijloacele de bază din dotare, insistîndu-se asupra acelora din domeniile: electrice, mecanice, fiabilităţii, climatizării. În final se comunică contribuţia adusă de acest nucleu în activitatea de normare şi standardizare.

Autorul recenziei atrage atenţia cititorului că noţiunea de „laborator" utilizată în articol, trebuie înţeleasă ca o unitate de cercetare puternic dotată, îmbrăţişînd centralizat domeniile de atestare a calităţii în sectorul electrotehnic ca şi comenzile de cercetare solicitate de acesta.

Fl. T.

Niemitz, K. **Direcţii de dezvoltare viitoare a transportului rapid** (Entwicklungslinien im zukünftigen Schnellverkehr). În ETZ—B, nr. 4/1971, pag. 69—71, 3 fig.

Interesante sînt, în primul rînd, în acest articol elementele (în primul rînd electromotorul liniar), care vor spori viteza vehiculelor pe şine pînă la maximele considerate posibile. În stadiul actual al tehnicii — în R.F.G., 200 km/h, în Japonia, 210—250 km/h se consideră ca viteză maximă posibilă viteza de 300 km/h şi aceasta doar pe cale electrică, care prezintă valori minime pentru zgomot şi evită poluarea atmosferei. După ce se arată cum la diferitele vehicule pe şine puterea de antrenare creşte cu puterea a treia a vitezei, autorul se opreşte la descrierea sumară a motorului liniar. Un motor, în care un cîmp rotitor provoacă un cuplu în jurul axei, ni-l închipuim turtit din două părţi ale unui diametru. Astfel, dintr-un cîmp rotativ reiese un cîmp liniar şi din cuplul rotativ o forţă de acţionare liniară. Ne închipuim adică un motor cu cîmp rotativ avînd un diametru infinit de mare, în care partea primară poartă bobinajul alimentat cu energie electrică, partea secundară fiind o bară de cupru sau aluminiu. După cum o parte sau alta se mişcă, cealaltă stă pe loc. Variind frecvenţa şi tensiunea energiei de alimentare în partea primară, se pot varia forţa de acţionare şi viteza de la starea de oprire pînă la viteza maximă. În privinţa întrefierului trebuie încheiat un compromis, ţinînd seama pe deoparte de cerinţele electrice iar pe de altă parte de cerinţa ca la curbe şi la viteze mari să nu se atingă partea secundară de cea primară, Avantaje mari ale acestui motor le constituie posibilitatea comodă de transformare a forţei de acţionare în forţă de frînare şi independenţa forţei de antrenare faţă de presiunea dintre roată şi şină.

În încheiere sînt discutate diferitele modalităţi de alimentare a vehiculelor cu energie electrică şi suportul vehiculelor. Aici vin în discuţie perna de aer şi suportul electromagnetic sau electrodinamic.

(Extras dintr-o conferinţă a ing. K. Nienitz — 1970)

Gh. C.

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.015.38

Paris, L. **Coordonarea izolaţiei (Coordinamento dell' isolamento)** In: l'Elettrotecnica vol. LVIII, nr. 10 oct 1970, p. 566—580

Problema coordonării izolaţiei a început să se pună din anul 1920, o dată cu depăşirea tensiunii de 100 kV pe reţelele de transport. După 1930 a fost introdusă încercarea la impuls şi corelarea cu tensiunea de încercare de frecvenţă industrială. Coordonarea izolaţiei pe baze raţionale s-a impus după 1950, datorită apariţiei tensiunilor de transport al energiei la tensiuni foarte înalte. Ca solicitări dielectrice se definesc tensiunea de lucru şi supratensiunile. Există trei categorii principale de supratensiuni: atmosferice, de manevră şi întreţinute. Stabilitatea la supratensiunile atmosferice şi de manevră se verifică cu tensiuni de impuls ce simulează solicitările reale. Supratensiunile întreţinute sînt simulate în laborator prin încercări la frecvenţă industrială. Izolanţii întîlniţi în instalaţiile energetice se împart în izolanţi care după o descărcare se autoregenerează şi izolanţi care nu se regenerează. Exemple de izolanţi ce se regenerează sînt aerul, gazele sau uleiul izolant. Probabilitatea străpungerii unui izolant depinde de parametrii de poziţie şi de dispersie. Probabilitatea străpungerii unui izolant nu este constantă în timp, datorită variaţiei diverşilor factori fizici. Din acest punct de vedere se disting izolanţi ce îmbătrînesc şi izolanţi ale căror caracteristici depind de condiţiile mediului ambiant. Există două metode de coordonare (proporţionale) a izolaţiei; metoda convenţională şi metoda statistică. Metoda convenţională, bazată pe experienţa trecută, nu este recomandabilă. În metoda statistică, bazată pe cunoaşterea statistică a supratensiunilor şi a izolanţilor, coordonarea se face pe baza riscului descărcării (străpungerii). O problemă dificilă este stabilirea economică a riscului admis. O dată coordonarea stabilită este necesar ca aparatajul utilizat să corespundă prevederilor proiectantului sistemului: verificarea se face prin încercări. Încercarea la frecvenţă industrială prescrisă în prezent nu răspunde exigenţelor verificării coordonării izolaţiilor faţă de tensiunea de lucru. Această încercare poate fi dăunătoare fără a da vreo indicaţie asupra comportării viitoare a izolaţiei. În sistemele

de foarte înaltă tensiune coordonarea izolației este determinată de nivelul supratensiunilor de manevră și de mijloacele de protecție ce pot fi prevăzute.

T.C.

CZ 621.3.015.34

Carrara, G. și Clerici, A. **Solicitările dielectrice** (Le sollecitazioni dielettriche). În: l'Elettrotecnica, vol. **LVII**, nr. 10, oct 1970, p. 581—593, 13 fig. 3 tab.

Proiectantul trebuie să fie în măsură să calculeze riscul de cedare a izolației, exprimat într-un număr de defecte probabile, într-o unitate de timp dată. Coeficientul de risc poate fi redus fie prin ridicarea nivelului de izolație al echipamentului, fie prin reducerea numărului și sau, a nivelului solicitărilor dielectrice. Solicitările se împart în solicitări datorate tensiunii de lucru și supratensiunilor. Solicitările datorate tensiunii de lucru sînt complet cunoscute. Solicitările determinate de descărcările atmosferice trebuie încă studiate pentru a putea determina eficacitatea protecției și a fenomenelor conexe, cum ar fi mecanismul care determină alegerea, de către fulger, a punctului de incidență. Trebuie studiate,de asemenea, efectele loviturilor de trăsnet care cad în stațiile electrice, atît în ceea ce privește echipamentul propriu-zis cît și tensiunile induse în circuitele secundare. Referitor la supratensiunile de manevră sînt încă necesare studii pentru corecta determinare a acestora și a mijloacelor posibile pentru limitarea lor. Este necesară o mai bună cunoaștere a comportării „tranzitorii" a diverșilor componenți ai unui sistem izolant și punerea la punct a unor metode complete de calcul digital și analogic. Pentru sistemele de foarte înaltă tensiune, în care supratensiunile de manevră trebuie să fie controlate corespunzător, sînt necesare metode speciale de studiu pentru o corectă determinare a distribuției probabilistice a supratensiunilor în diversele puncte ale sistemului. Aparatajul de protecție pune încă probleme de realizare, de exemplu întreruptoarele cu multe rezistoare de închidere, și de studiu, pentru a defini caracteristicile esențiale de funcționare, de exemplu tensiunea nominală a unui descărcător și posibilitățile de funcționare ale acestuia în timpul supratensiunilor întreținute prelungite.

T.C.

CZ 621.3.066.6 : 536.532

Delahaye, F. **Caracterizarea unui contact electric prin măsurarea efectului de termocuplu.** (Caractérisation d'un contact électrique par des mesures d'effet de thermocouple). În: RGE, **79**, nr. 11, 1970, p. 947—951, 7 fig., 2 ref.

Trecînd un curent alternativ printr-un contact electric, se produce o încălzire localizată care provoacă apariția unor tensiuni continue datorită efectului termoelectric. Tensiunea ce apare este funcție de conținutul în impurități ale metalelor în contact și variația lor în timp, în cursul unei îmbătrîniri, permit a evidenția fenomenul de difuzie.

Procedeul de măsură propus nu provoacă degradarea pieselor încercate; în plus el permite o determinare a grosimii stratului de metal nobil ce protejează piesele de contact. Limitările acestui procedeu rezidă în dificultatea de a obține rezultate cantitative pentru că este necesar în acest caz de a cunoaște natura impurităților prezente și necesitatea unei etalonări prealabile, perfect realizabile însă.

Schema electrică și aparatajul utilizat se descriu pe larg, arătîndu-se utilizarea și corectitudinea rezultatelor obținute.

Fl. T.

CZ 621.313. *Mașini electrice*

CZ 621.313.33.042.12

Lorinet, J. P. **Motorul liniar. Aplicațiile sale.** (Le moteur linéaire. Ses applications) În: L'électricité automobile, nr. 371, sept 1970, p. 33—39.

Motorul liniar nu este un motor nou, ci unul foarte vechi, cunoscut încă dintr-un brevet din 1895; altele, apărute în anii 1905, deja descriu unele aplicații. Interesul acordat acestui tip de motor în condiții tehnologice ale secolului XX este atît de mare, încît numeroase țări au ajuns astăzi să livreze asemenea construcții pe bază de catalog (Franța, Anglia, Suedia).

Se analizează caracteristicile motoarelor liniare (cuplu, turație, randament, regimuri de lucru etc.), legile și relațiile de calcul ce se aplică în proiectarea lor; sînt comunicate unele rezultate obținute de firma Merlin-Gerin din Franța.

Dintre aplicațiile în fază înaintată de realizare, se prezintă:

— motoare liniare utilizate în construcțiile „Aerotren" și „Urba", mijloace de transport care deja au permis obținerea unor viteze de 155 km/oră;

— motoare liniare pentru utilaje de transport a materialelor (conveiere de minereuri, cărbuni etc.);

— motoare liniare pentru diverse aplicații (porți, mecanisme de translare, ecluze etc.).

Fl. T.

CZ 621.313.33.042.12 : 625.2

Lorinet, J. P. **Transportul materialelor prin motor liniar.** (La manutention par moteur linéaire). În: La technique moderne, sept 1970, p. 343—346.

Transportul materialelor utilizînd un motor liniar a depășit faza proiectelor, pentru a deveni o realitate industrială.

Articolul descrie cîteva rezolvări interesante apărute în domenii variate de activitate; astfel, la Grenoble s-a realizat pentru tehnica nucleară, un conveier destinat transportului materialelor radioactive la o viteză de translare de ordinul a 30 m/minut și la o distanță totală de 20 m, utilizînd 12 inductoare liniare fixe. Se explică modul de funcționare și elementele auxiliare instalației.

Într-un alt domeniu, acela al problemelor de transfer, și anume al deplasării unei mașini între mai multe posturi de lucru, după un ciclu repetiv, soluția prezentată capătă un tot mai larg accept.

Pentru transportul produselor „în vrac" sau al deplasării unor sarcini pe „direcții perpendiculare", s-au inițiat proiecte ce vor intra în aplicare în anul 1971.

Simplicitatea și fiabilitatea soluțiilor, economiile de spațiu la montaj, posibilitatea de automatizare a proceselor și de realizare a unei gestiuni integrate prin calculator, constituie avantaje deosebite care le impun spre aplicare.

Fl. T.

Burmester Järgen. **Disiparea de căldură a colectoarelor** (Wärmeabegabe von Kommutatoren). În: ETZ—B, nr. 6 1971, p. 119—121, 1 fig., 2 grafice.

În încălzirea colectorului, în afară de pierderi (căldură produsă) joacă un rol și posibilitatea de răcire, analizată în articol. Căldura produsă de trecerea curentului și de frecarea periilor ce acumulează în cuprul colectorului, în perii și în butucul rotorului spre a fi apoi eliminată prin convenție sau radiație. Se analizează căile de eliminare a căldurii cu scopul de a se realiza colectoare cît mai mici și de a se respecta limitele de încălzire prevăzute în prescripții.

Eliminarea căldurii se poate face prin 6 căi diferite: părțile frontale (inele de cerc) ale colectorului, butucul rotorului, mantaua cilindrică, periile, portperiile și paletele de legătură cu bobinajul. Mantaua, părțile frontale și butucul rotorului vor elimina căldură întotdeauna, pe cînd în paletele de legătură și în perii direcția fluxului de căldură se poate inversa în sensul că va predomina căldura adusă din bobinajul rotorului, acest lucru depinzînd de factorii constructivi (suprafețele de răcire).

Sînt analizate apoi separat toate cele 6 căi de răcire ale colectorului, indicîndu-se la fiecare formula (bazată pe teorie și practică) eliminării căldurii împreună cu observațiile necesare. Astfel pe primul loc, din punct de vedere al răcirii, se găsește mantaua cilindrică ținîndu-se seama că suprafața ei este redusă prin suprafața de atingere a periilor. În privința butucului rotorului sînt redate într-un grafic temperaturile în funcție de construcția colectorului. Periile și paletele de legătură cu bobinajul sînt considerate nervuri în formulele fluxurilor de căldură indicate de autor. Relativ la răcirea prin

radiație, aceasta depinde de diferența dintre temperatura colectorului și aceea a carcasei mașinii. În cazul cînd aceste temperaturi vor fi egale, radiația va fi inexistentă.

În încheiere sînt indicate cîteva posibilități prin care — menținîndu-se diametrul prescris al rotorului — să se poată ridica volumul căldurii eliminate. Acestea ar fi : o ventilație forțată, o alungire a lamelelor, o conductibilitate termică și electrică a materialului periilor și un raport ridicat dintre suprafața lamelelor și suprafața acoperită de perii.

Gh. C.

CRONICĂ

S.F.N. (Congresul din Nisa)
Societatea franceză a electricienilor își anunță al VIII-lea Congres, care se va ține la Nisa, între 29 septembrie și 3 octombrie 1971

Tema acestui congres ,,Previziuni în viitorul electrotehnicii" este orientată spre viitor și examinează posibilitățile de evoluție care se pot prevedea pentru elecrotehnică în viitori 20 de ani, spre deosebire de conferința pe care a ținut-o Președintele Societății franceze a electricienilor la 4 februarie 1971, în care a tratat ,,evoluția în domeniul electricității și al electronicii în cursul ultimelor decenii" (apărut în R. G.E. martie 1971).

Descoperirile științifice și tehnice recente lasă să se întrevadă progrese însemnate. În ce condiții și la ce termene vor putea fi aplicate în industrie și care va fi forma exactă a aplicațiilor la care aceste progrese vor conduce?

La Congres se vor da răspunsuri la întrebări de acest fel privind următoarele patru domenii speciale :

— crioelectricitatea ;
— automatizarea exploatării rețelelor ;
— perspectivele viitoare în domeniul semiconductoarelor de putere ;
— viitorul transmisiilor de energie.

Membrii altor societăți științifice și desigur ai Societății franceze a electronicienilor, radioelectricienilor și ai Asociației franceze pentru cibernetica economică și tehnică vor fi interesați de unele aspecte ale subiectelor dezbătute

Întinderea vastă și aspectul prospectiv al temei propuse interesează numeroși conducători de întreprinderi, cercetători, oameni de știință, ingineri, și electricieni interesați, de viitorul electrctehnicii. M.C.

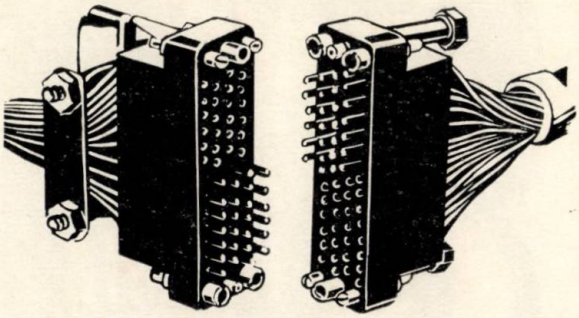
Elettronica 71

În cadrul celui de al 21-lea Salon Internațional al Tehnicii, organizat la Torino între 25 septembrie — 4 octombrie 1971, va avea loc Primul Congres Internațional asupra aplicării electronicii în industrie ,,elettronica 71". Congresul se va ține în zilele de 27,28 și 29 septembrie 1971 și va fi axat pe următoarele patru teme :

— Electronică și ordinatoare pentru controlul gestiunii, al funcționării mașinilor și al proceselor ;
— Reglarea statică a puterii la mașini-unelte ;
— Aparate electronice pentru automobile ;
— Electronica în informatică.

Această manifestare, are scopul de a crea un punct de întîlnire la nivel înalt între oameni de știință, tehnicieni, constructori, proiectanți și experți în acest domeniu. M.C.

În perioada 14 — 20 octombrie 1971
are loc pe noul teren al Tîrgului cel de al 5-lea congres internațional cu expoziție pentru automatică și tehnica măsurătorilor.
Această manifestare reprezintă centrul de întîlnire internațional pentru domeniul automaticii și tehnicii măsurătorilor în ce privește cercetarea, dezvoltarea, industria și economia.
Informații : Düsseldorfer Messegesellschaft mbH—NOWEA—, 4 Düsseldorf, Messegelände, tel. : 4 40 41. Arbeitsgemeinschaft INTERKAMA, 4 Düsseldorf, Duisburger Str. 1a, tel.: 48 88 60.
INTERKAMA'71
Interkama'71 Düsseldorf
PUBLICOM



RACORDURI MULTIPLE "MDM„

În cadrul vastei game de produse realizate de AMP, se găsesc și racordurile speciale multiple corespunzătoare pentru conectarea simultană a mai multor conductori.
Astfel, se pot obține „racorduri MDM" cu următoarele numere de căi :

2—4—6—7—14—20—26—34—50—75—104—160.

Contactele, conectate electric la conductor prin „ondulare", procedeu special ce permite legătura electrică între contacte și conductor prin strivirea acestuia într-un sediu opus contactului, sînt introduse într-o carcasă care formează corpul racordului, realizată din rășini fenolice sau dialilftalate.

- Valoarea curentului pentru un contact este de 13 A (contacte speciale permit să ajungă pînă la 36 A).
- Contactele pot fi acoperite cu aur, nichel sau cositor.
- Temperatura admisibilă :
  pentru carcasele din rășini fenolice —55°C ÷ +125°C ;
  pentru carcasele din rășini dialilftalate —65°C ÷ +150°C
- Posibilitate de inserare a cablurilor coaxiale în carcasele menționate mai sus.
- Largă gamă de dispozitive atît pentru serii reduse cît și pentru serii mari.

Pentru informații suplimentare vă rugăm a scrie la :

AMP
AMP Italia S.p.A.

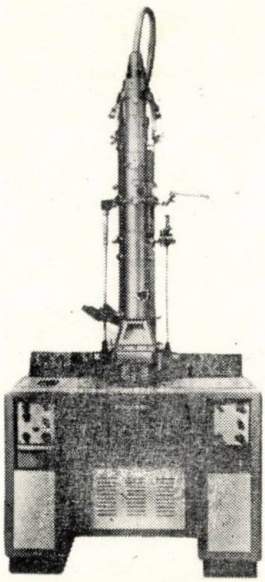
C.so F.lli Cervi 15
tel. 78.56.56 (10 linee)
10093 COLLEGNO (Torino)

PUBLICOM

KOVO PREZINTĂ NOUL

TESLA BS 613

MICROSCOP ELECTRONIC



Microscopul electronic Tesla BS 613, care aparţine celor mai moderne aparate de mărire deosebită, este ideal pentru orice fel de cercetări ştiinţifice.

Avantaje :

Posibilitate garantată de mărire : 4,5 Å/punct/

Mărire vizuală : 300 ×

Mărire directă : 12 000 × ...250 000 × /în continuare/ etalonat cu 11 domenii de 2 500 × pînă la 250 000 ×

Tensiune de accelerație : 50 — 80 — 100 kV

Stabilitate : 5×10^{-6}/min

Indicaţii precise vă dă :

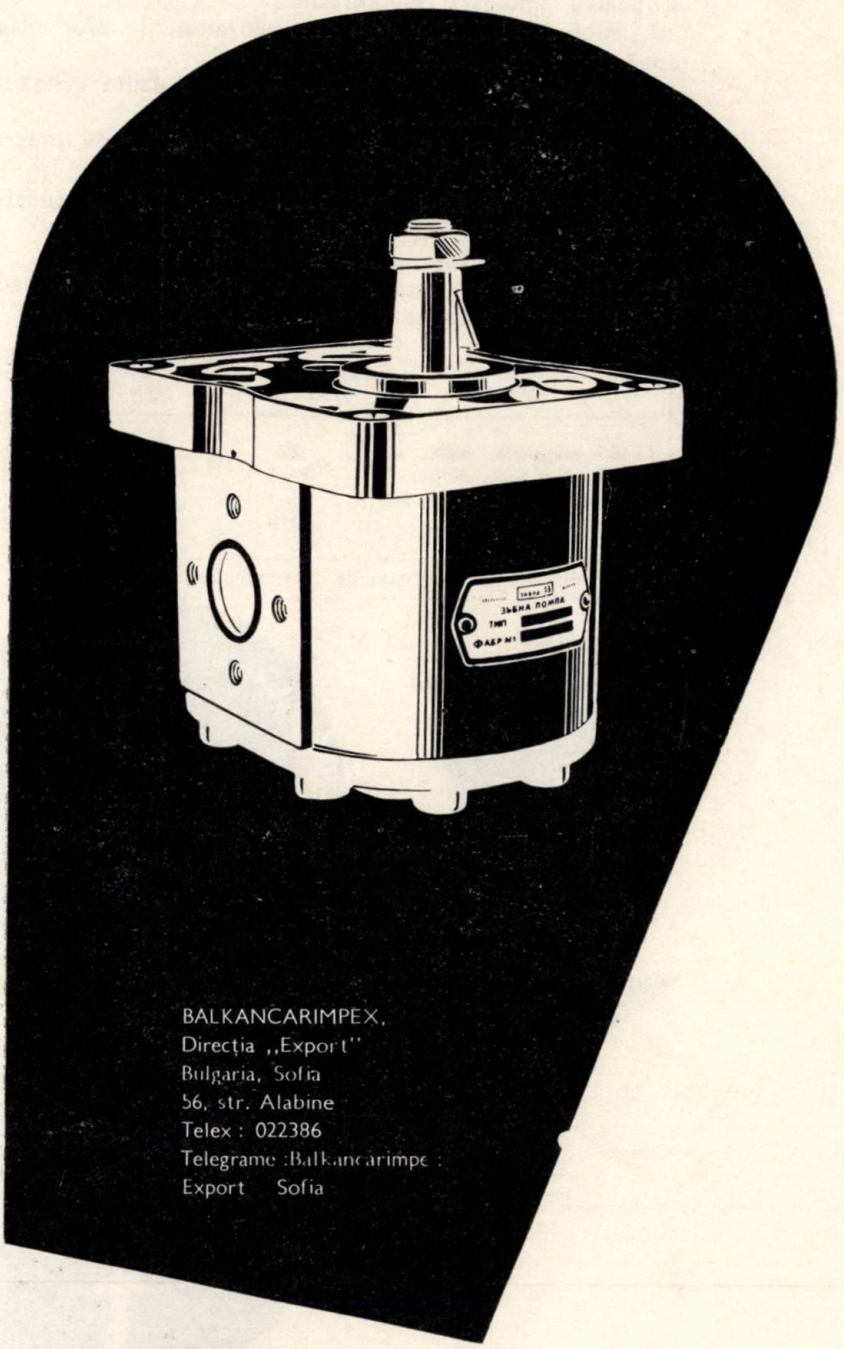
KOVO FOREIGN TRADE CORPORATION
ELECTRONICS

TŘ. DUKELSKÝCH HRDINU 47
PRAHA-CZECHOSLOVAKIA
Telex: PRAHA 283 Tel: 3801

TESLA

PUBLICOM

balkancar



SINONIM CU CALITATE SUPERIOARĂ!

Utilaj hidraulic şi pneumatic avînd un cîmp vast de aplicaţii :

- — pompe şi motoare de presiune înaltă sau joasă presiune
- — transmisii hidraulice
- — vinciuri
- — aparate de control şi de reglaj, distribuitoare
- — filtre
- — instrumente pneumatice de mînă
- — dispozitive pneumatice pentru strunguri de metale.

Pentru orice informaţii sau cereri de ofertă detaliată, binevoiţi a vă adresa la :

BALKANCARIMPEX,
Direcţia „Export"
Bulgaria, Sofia
56, str. Alabine
Telex : 022386
Telegrame :Balkancarimpex
Export Sofia

PUBLICOM

МШ МШП

SUDURĂ PRIN REZISTENȚĂ CU MAȘINILE DE SUDAT DIN SERIA MSh și MShP

concepute pentru sudarea tablei de oțel cu conținut redus de carbon și slab aliat asigurînd realizarea unor îmbinări sudate rezistente și etanșe.

MAȘINILE DIN SERIA MShP sînt realizate în două versiuni: pentru îmbinări longitudinale și pentru îmbinări transversale.

MAȘINILE DIN SERIA MSh sînt universale și ușor adaptabile, după un reglaj simplu, celor două tipuri de suduri.

Presiune constantă independentă de uzura galeților de sudare și de variația presiunii în instalația de aer comprimat.

Coborîre progresivă a galetului superior de sudare

Reglajul curentului de sudare

Reglajul duratei impulsului curentului de sudare

Reglajul progresiv al vitezei de sudare

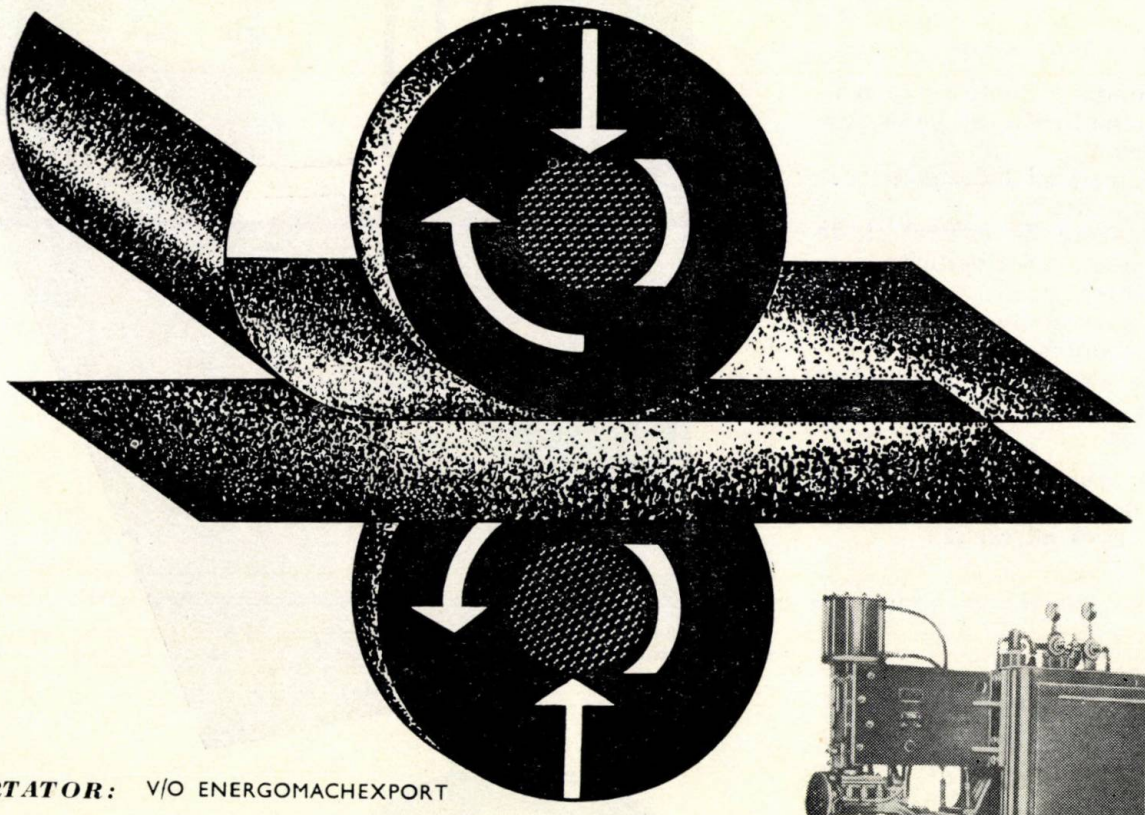
Stabilitatea regimului de sudare ales

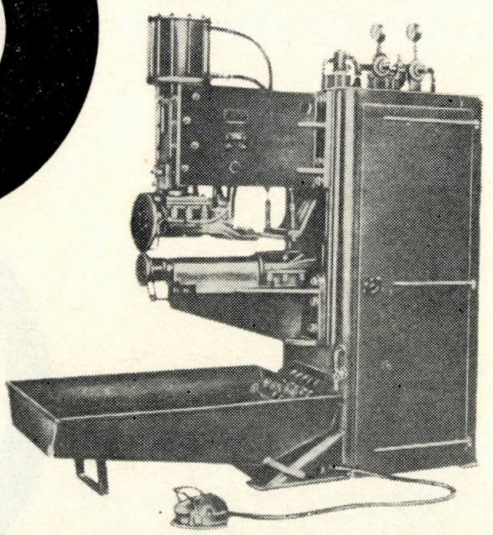
Procesul de sudare este comandat cu ajutorul unei pedale, ceea ce asigură realizarea programului prestabilit de un ruptor cu ignitron.

CARACTERISTICI PRINCIPALE

Model	MSh — 1 001	MSh — 1 601	MShP — 100	MShP — 150	MShP — 200
Putere nominală, kVA	27	61	100	150	200
Viteză de sudare, m/min	1 — 5	0,8 — 4,5	0,5 — 1,9	0,8 — 1,9	0,5 — 1,9
Găurirea pieselor de sudat	1 + 1	1,5 + 1,5	1,8 + 1,8	2 + 2	2,5 + 2,5
Greutate, kgf	510	620	1900	2 000	2 200

Mașinile sînt alimentate de la sectorul de curent alternativ 220 sau 380 V, 50 Hz.





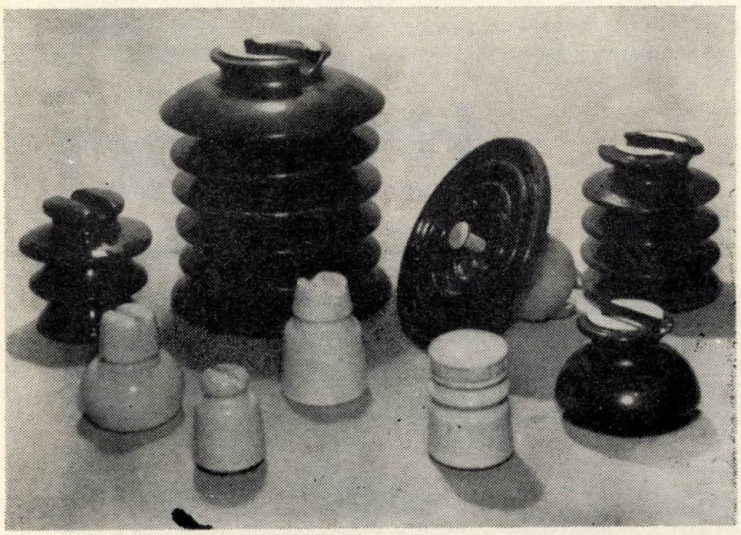
EXPORTATOR: V/O ENERGOMACHEXPORT

35, Str. Mosfilmovskaia, MOSCOVA
V-330, URSS
Telex: 255

ENERGOMACHEXPORT

PUBLICOM

Electroimpex



Exportă:

toate sortimentele de electroporţelanuri care corespund, din punct de vedere al caracteristicilor tehnice, exigenţelor standardelor renumite — BSS, ASA, DIN—VDE etc.

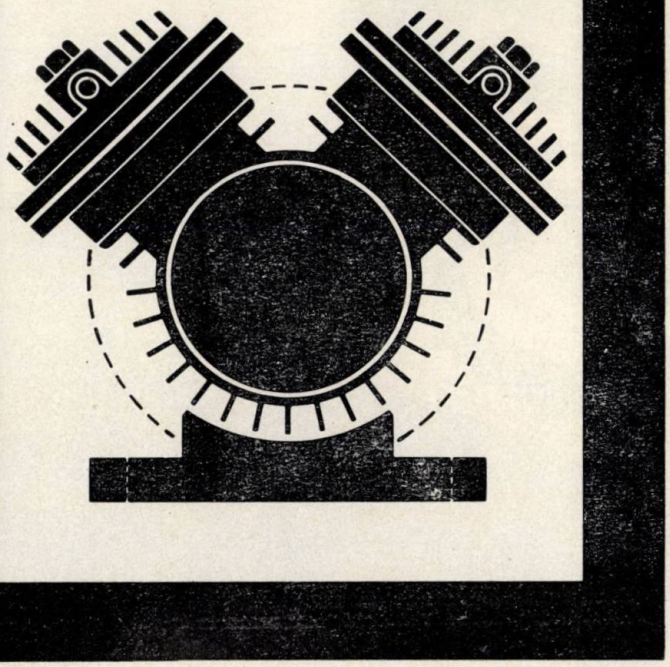
Se execută, de asemenea, livrări conform planurilor şi condiţiilor tehnice cerute de beneficiari.

Graţie calităţilor sale, electroporţelanul bulgar rivalizează cu toate mărcile mondiale. El este apreciat în foarte multe ţări. Exportul anual de izolatoare produse în Bulgaria depăşeşte 10 000 t şi tinde spre o creştere rapidă.

ELECTROIMPEX GmbH — BULGARIA
SOFIA ■ 17 STR. G. WASHINGTON
TELEFON: 88-49-91 ■ TELEX 575

PUBLICOM

Pari Compresoare mici



pentru operaţii de finisare în fabrică şi în laboratoare

Compresoare cu membrană, cu putere activă constantă pînă la o presiune finală de 3,2 at şi putere de aspiraţie de 92% = 700 mm Hg

Avantaje :

- Durată lungă de funcţionare
- Funcţionare fără zgomot
- Gabarit mic
- Greutate mică
- Deservire uşoară
- Aerul comprimat nu conţine particule de ulei.

Prospectul vi-l punem la dispoziţie, la cerere.

ORIGINAL HANAU

Quarzlampen GMBH

D 6450 Hanau — Höhensonne-Str.
Republica Federală a Germaniei

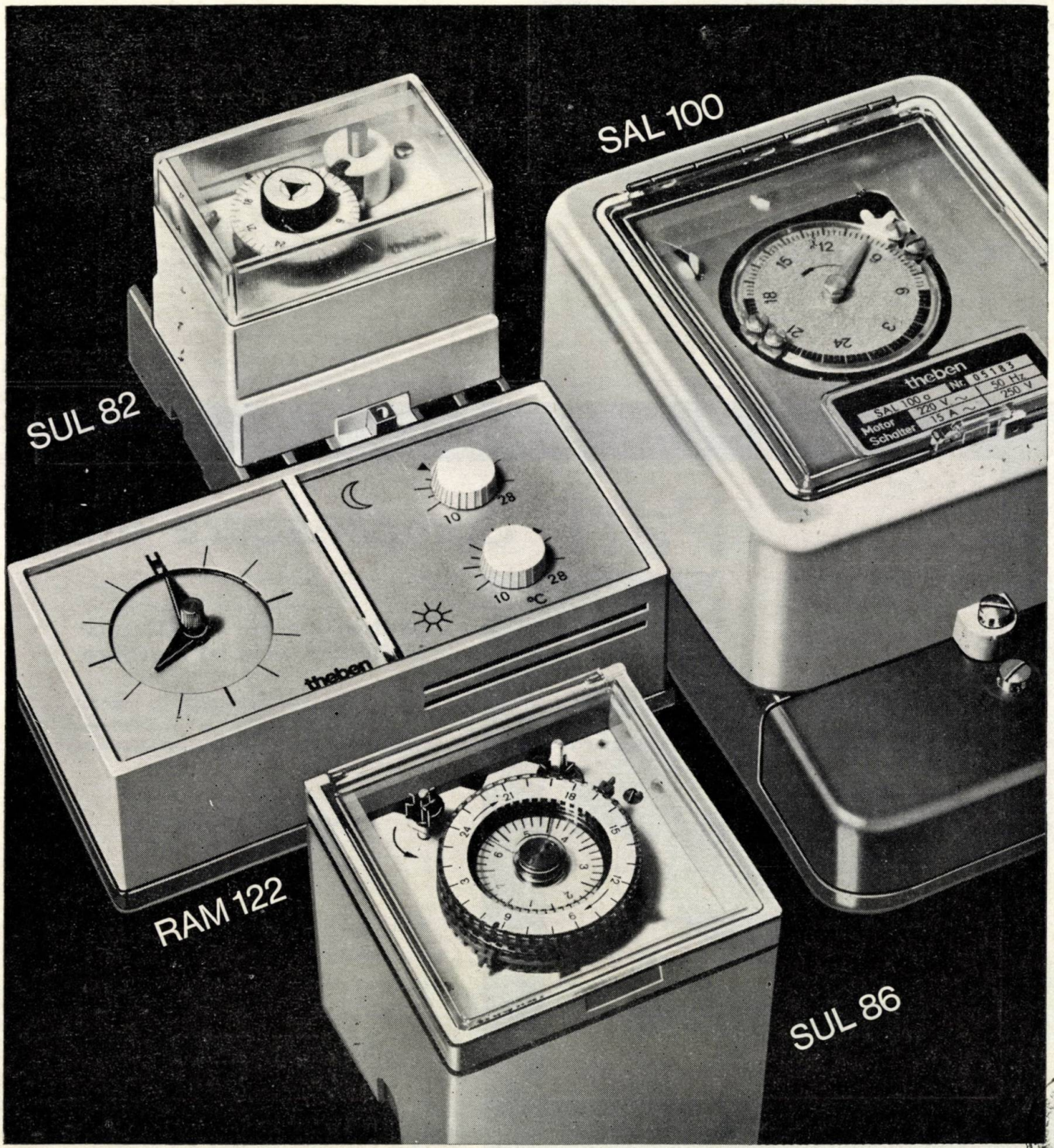
PUBLICOM

Întreruptoarele temporizate şi termostatele cu ceasornic „Theben" lucrează cu precizie

Cîteva exemple din vastul program de fabricaţie :
1. Ceasornice sincrone de întrerupere cu sau fără rezervă de mers pentru întreruperea tarifară, încălzire, iluminat, răcire, aerisire etc. 2. Termostate cu ceasornic pentru încălziri centrale de tot felul. 3. Automate pentru iluminatul scărilor. 4. Automate pentru reglajul iluminatului. 5. Relee electronice temporizate. Întreprinderea Theben produce anual 300 000 de aparate. Puteţi fi siguri : Theben rezolvă şi problemele dv. de întreruptoare temporizate. Cereţi, vă rugăm, prospecte în limbile germană, engleză sau franceză la întreprinderea Theben, 7452 Haigerloch/Westdeutschland, Postfach 120.

şi **theben**

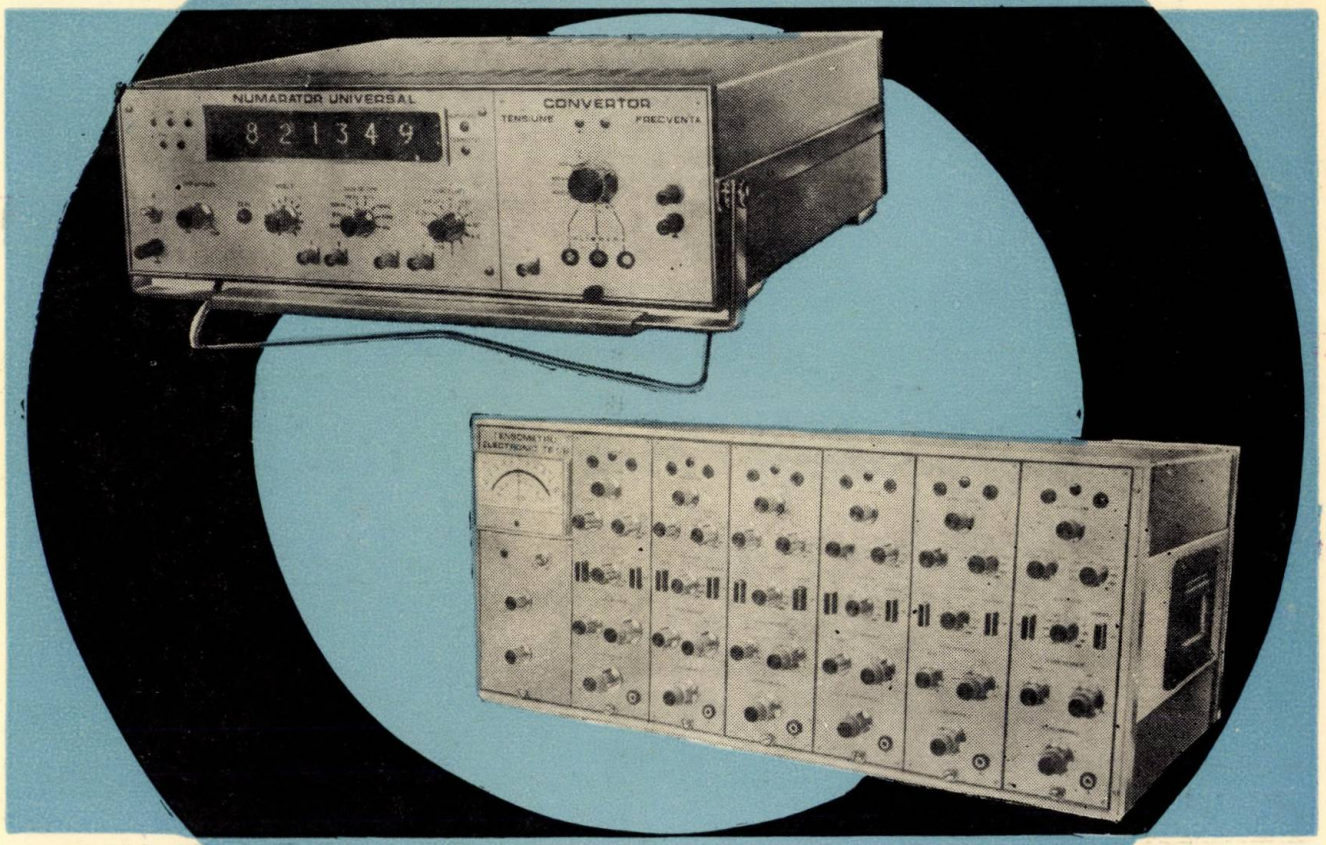
vă oferă experienţa



PUBLICOM

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI PENTRU ELECTRONICĂ ŞI TEHNICĂ DE CALCUL

— Bucureşti, Bdul Kalinin nr 18, Sector 1, Telefon 33.61.91 —



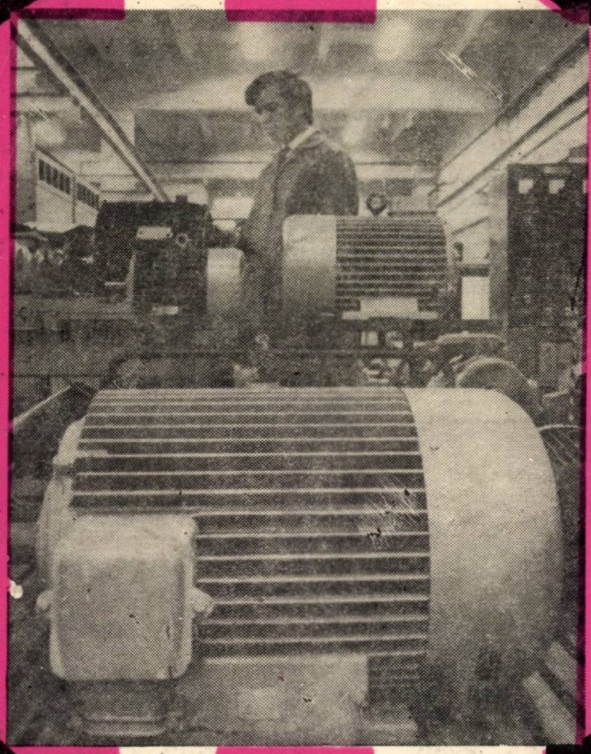
- Primeşte comenzi de cercetare şi proiectare pentru aparate şi echipamente electronice de laborator sau pentru industrie, din toate sectoarele economice.
- Execută studii tehnico-economice, modele experimentale şi prototipuri pentru:
  - — aparate electronice de măsurat mărimi electrice
  - — aparate electronice de măsurat mărimi neelectrice
  - — surse de alimentare
  - — echipamente de electronică industrială
  - — aparate electronice pentru medicină şi biologie
  - — echipamente de radiocomunicaţii
  - — piese de ferită
- În centrul de calcul dotat cu echipament modern se execută la cerere programe în următoarele limbaje de programare:
  - — FORTRAN
  - — COBOL
  - — ASSIRIS.

IETC

1971 OKT 2 21

INSTITUTUL DE CERCETARE SI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

INSTITUTUL DECORAT CU ORDINUL MUNCII CLASA I-a



Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine !

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor Dvs, doriți standuri și metode de încercări care să vă dea în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

Exportați produse ? Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE), care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.

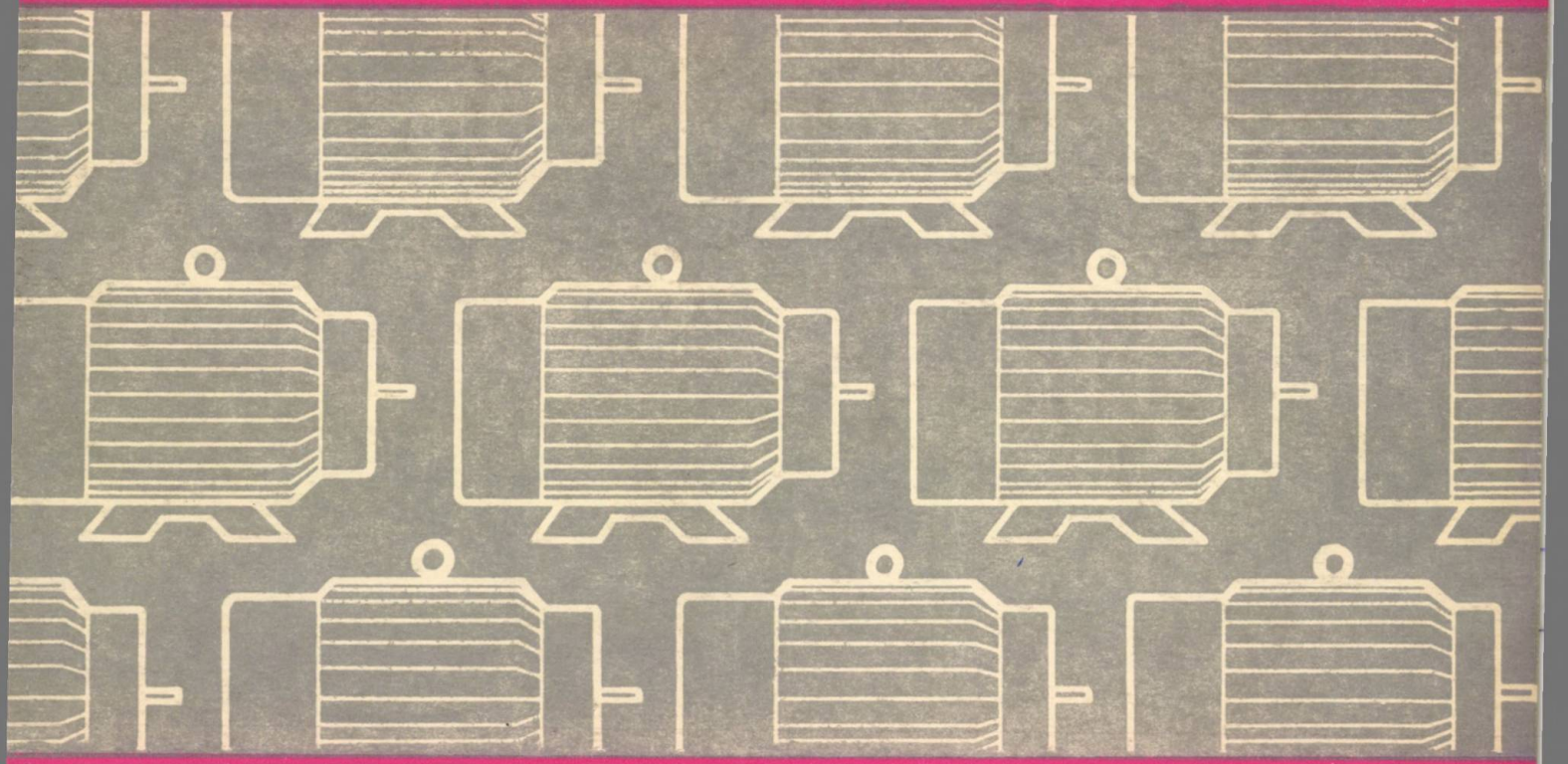
Telefonați la: 31.41.00

BUCUREȘTI ● BD.T. VLADIMIRESCU 45–47 ● TELEFON 31.41.00

E 2040

ELECTROTEHNICA

04



9

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 19 • Nr. 9 • SEPTEMBRIE 1971

IPRS

BĂNEASA

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE ŞI SEMICONDUCTORI — BĂNEASA

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ROMÂNIA BUCUREŞTI II TELEFON 33.38.30 TELEX 011203 CONT VIRAMENT 300.60.200 BNRSRS. II

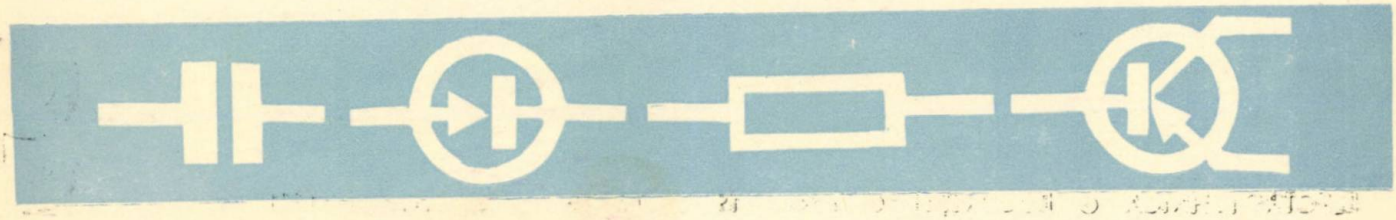
PIESE RADIO

Rezistoare cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare polistiren
Condensatoare poliester metalizat
Condensatoare hîrtie metalizată
Condensatoare hîrtie, pentru echipament auto
Condensatoare hîrtie, pentru startere
Condensatoare hîrtie, pentru antiparazitare
Condensatoare hîrtie, pentru telefonie
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Tranzistoare cu germaniu de joasă frecvenţă
— de mică putere
— de medie putere
— de putere
Tranzistoare cu germaniu de înaltă frecvenţă
— de mică putere
— drift
Tranzistoare de putere
Diode de semnal şi comutaţie cu contact punctiform
Diode redresoare cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere
Diode stabilizatoare de tensiune cu siliciu, de mică putere
Fotodiode cu germaniu

Vă rugăm să consultaţi cataloagele noastre.
Cabinetul tehnic, telef. 33.38.30/152.



ELECTROTEHNICA

Anul 19 Nr. 9, pag. 317–356 septembrie 1971

CUPRINS

CZ 621. 34:621.313.324–585.2

Şofan, E. : **O nouă variantă de acţionare electrică cu motor sincron cu turaţie variabilă.**

Electrotehnica **19**, nr. 9, sept 1971, p. 317–327

Se face o prezentare succintă a unei soluţii tehnice de concepţie originală constituită dintr-o nouă variantă de acţionare electrică cu motor sincron cu turaţie variabilă elaborată în ţară şi aflată în curs de experimentare. Se arată structura schemei, particularităţile convertizorului cu tiristoare folosit, performanţele scontate şi alte date necesare, cu referiri comparative la principala soluţie similară — motor sincron cu „comutator electronic" — elaborată pe plan mondial.

CZ 621.318.21 :546.65

Cedighian, S. : **Magneţi permanenţi din pămînturi rare.**

Electrotehnica **19**, nr. 9, sept 1971, p. 327–332

Din compuşii intermetalici $SmCO_5$ şi $CeCo_5$ s-au obţinut energii magnetice foarte mari. Cu $SmCo_5$ s-a realizat, în laborator, o energie magnetică de 20 MGsOe. Energii magnetice de 12–14 MGsOe se vor putea realiza în producţia de serie. Se vor înlocui magneţii din platin-cobalt şi se vor crea noi domenii de aplicaţii. Ţinînd seamă de zăcămintele pămînturilor rare în ţară se propune începerea cercetărilor pentru realizarea magneţilor din compuşii intermetalici.

CZ 621.327.534.15.032.43

Puşcaşu, S. : **Contribuţii la studiul tensiunii de aprindere a tuburilor fluorescente alimentate cu tensiuni cu frecvenţe ridicate.**

Electrotehnica **19**, nr. 9, sept 1971, p. 332–341

Tensiunea de aprindere a tuburilor fluorescente este o mărime importantă pentru schemele în care lucrează acestea. Ea depinde de o serie de parametri electrici şi neelectrici. În lucrare se studiază tensiunea de aprindere la tuburile de 20W de fabricaţie romînească, în funcţie de curentul de încălzire, frecvenţa tensiunii de alimentare, temperatura peretelui tubului şi tipul de balast folosit. Se stabilesc, în final, concluzii utile pentru proiectarea şi realizarea schemelor de aprindere în sistemele cu alimentare cu tensiuni cu frecvenţe ridicate.

Pentru tînărul inginer

CZ 621.316.5.09

Matlac, I. : **Evoluţia elementelor electrice de comutaţie.**

Electrotehnica **19**, nr. 9, sept 1971, p. 341–345

Se prezintă succint evoluţia trecută, studiul actual şi perspectivele elementelor de comutaţie. La prezentarea stadiului actual, mulţimea elementelor de comutaţie se clasifică în funcţie de: principiul de funcţionare, forma caracteristicii curent-tensiune şi felul comenzii. Criteriul de clasificare după caracteristica curent-tensiune se consideră esenţial, deosebindu-se, din acest punct de vedere, două mari clase: contacte electrice şi ventile electrice. Se arată că în afară de contacte şi ventile electrice care sînt elemente de comutaţie propriu-zise în tehnica comutaţiei circuitelor electrice se folosesc şi o seamă de elemente amplificatoare a căror funcţionare în regim de comutaţie, reprezintă un caz particular.

Notă

CZ 621.317.442.082

Ifrim, A. : **Compensarea efectelor dispersiunii magnetice la măsurarea pierdrilor în fier cu aparatul Epstein.**

Electrotehnica **19**, nr. 9, sept 1971, p. 345–348

Se indică modul în care intervin şi în care pot fi compensate efectele dispersiunii magnetice ale secundarului aparatului Epstein — corelate cu inductivităţile instrumentelor de măsură anexe — la măsurarea pierderilor în fier.

TEZE DE DOCTORAT 348–349

RECENZII 349–351

REFERATE 351–356

CRONICĂ 356

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil ; ing. V. BUNEA ; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU; ing. ȘT. GROSU ; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. LAZARIDE ; dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; academician prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ ; ing R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director : 14.62.67. Redacția : București, str. Mândinești, nr. 3, sector IV ; telefon secretar general de redacție : 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon : 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi : lei 100 anual ; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar : lei 5. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23—25, c. 2622 *Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/7928/19.0*

41 400

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.34:621.313.323–585.3
Софаи, Е.: **Новый вариант электрического приводас синхронным двигателем с переменным числом оборотов.**
Electrotehnica **19** № 9, сент 1971, стр. 317–327

Дается краткое описание технического решения оригинальной концепции, представляющее собой новый вариант электрического привода с синхронным двигателем с переменным числом оборотов, разработанное в Румынии и находящееся в экспериментальной стадии. Излагается структура схемы, особенности применяемого преобразователя с тиристорами, ожидаемые показатели и другие необходимые данные, сравнительно с другим принципиальным аналогичным решением — синхронный двигатель с ,,электронным переключателем'' — разработанным в мировом масштабе.

ДК 621.318.21:546.65
Чедигъян, С.: **Постоянные магниты из редких земель.**
Electrotehnica **19**, № 9, сент 1961, стр. 327–332

Из междуметаллических соединений $SmCo_5$ получаются очень высокие магнитные энергии. Перименяя $SmCo_5$ была достигнута — в лабораторной стадии — магнитная энергия в 20 MGsOe. Магнитную энергию в 12—14 MGsOe можно будет получить в серийном производстве. Платино-кобальтные магниты будут заменены и созданы новые области применения. Учитывая залежи редких земель в Румынии, предлагается провести исследования для осуществления магнитов из междуметаллических соединений.

ДК 621. 327.534.15.032.43
Пушкышу, С.:
Исследование зажигательного напряжения флуоресцентных ламп, питаемых напряжением с повышенной частотой.
Electrotehnica **19** №. 9, сент 1971, стр .332–341

Зажигательное напряжение флуоресцентных ламп является важной величиной для схем, в которых они работают. Это напряжение зависит от ряда электрических и неэлектрических параметров. В работе исследовано зажигательное напряжение ламп в 20 вт, румынского производства в зависимости от частоты питающего напряжения, температуры стенки лампы и типа применяемого балласта. В результате выводятся заключения, полезные для проектирования и осуществления схем зажигания в питающих системах с повышенным напряжением и частотой

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА

ДК 621.316.5.09
Матлак, И.: **Эволюция электрических элементов коммутации.**
Electrotehnica **19**, № 9, сент 1961, стр. 341–345

Дается краткое описание эволюции актуальной стадии и перспективы элементоз коммутации. При изложении актуальной стадии, множество элементов коммутации классифицируется в зависимости от принципа работы, формы характеристики ток-напряжение и вида управления. Критерий классификации по характеристике ток-напряжение считается наиболее важным, причем различаются с этой точки зрения, два больших класса: электрические контакты и электрические вентили. Показано, что кроме электрических контактов и вентилей, являющихся собственно элементами коммутации, в технике комутации электрических цепей применяется также ряд усилительных элементов, работа которых в режиме коммутации представляет собой частный случай.

ЗАМЕТКА

ДК 621.317.442.082
Ифрим , А.: **Компенсация эффектов магнитного рассеяния при измерении потерь при помощи прибора**
Electrotehnica **19**, №9, сент 1971, стр. 345–348

Показано возникновение и способ компенсирования эффектов магнитного рассеяния секундной стрелки прибора Epstein-a — в соответствии с индуктивностью измерительных прборов — при измерении потерь в железе.

ДОКТОРСКИЕ ДИССЕРТАЦИИ 348–349
РЕЦЕНЗИИ 349–351
ДОКЛАДЫ 351–356
ХРОНИКИ 356

INHALT

CZ 621.34 :621.313.323 – 585.3
Şofan, E. : **Eine neue elektrische Antriebsart mittels Synchronmotor veränderlicher Spannung.**
Electrotehnica **19**, H. 9, Sept 1971, S.... 317–327

Man beschreibt kurz eine technische Lösung origineller Auffassung bestehnd aus einer elektrischen Antriebseinrichtung mittels Synchronmotors veränderlicher Spannung, die im Land ausgearbeitet wurde und gegenwärtig ausgeprüft wird. Man zeigt die Struktur des Schemas, die Eigenheiten des verwendeten Thyristorumformers, die zu erwartenden Leistungen und andere notwendige Angaben mit vergleichenden Hinweisen auf die am nächsten liegende Lösung – Synchronmotor mit „elektronischen Umformer" – die schön allgemein wurde.

CZ 621.318.21 :546.65
Cedighian, S. : **Dauermagnete aus seltenen Erden.**
Electrotehnica **19**, H. 9, Sept 1971, S. 327–332

Aus den halbmetallischen Bestandteilen $SmCo_5$ und Ce Co_5 erhielt man sehr grosse magnetische Energien. Mit $SmCO_5$ erhielt man im Laboratorium eine magnetische Energie von 20 M Gs Oe.

Magnetische Energien von 12–84 M Gs Oe wird man in Bandfabrikation erzeugen können. Man wird die Platin-Cobalt magnete ersetzen und neue Anwendungsgebiete schaffen. Mit Rücksicht auf das Vorkommen der seltenen Erden bei uns, schfägt man von mit den Forschungen bzgl Herstellung der Magnete aus halbmetallischen Stoffen anzufangen.

CZ 621.327.534.15.032.43
Puşcaşu, S. : **Beittäge zum Studium der zündspannung bei Leuchtröhren, die mit Hochfrequenzspannungen gespeist werden.**
Electrotehnica **19**, H. 9, Sept 1971, S. 332–341

Die Zündspannung der Leuchtröhren, ist eine wichtige Grösse in deren Arbeitsschemas. Sie ist von einer Reihe von elektrischen und nichtelektrischen Parametern abhängig. Die Arbeit untersucht die Zündspannung der rumänischen 20 W – Röhren in Abhängigkeit vom Heizstrom, der Frequenz der Speisespannung, der Temperatur der Röhrenwend und der verwendeten Ballasttype. Es werden nützliche Schlüsse gezogen bzgl. Entwurf und Verwirklichung der Zündschemas bei den Speisesysthemen mit Spannungen hoher Frequenz.

FÜR DEN JUNGEN INGENIEUR

CZ 621.316.5.09
Matlac, I. : **Der Werdegang der elektrischen kommutierungselemente.**
Electrotehnica **19**, H. 9, Sept 1971, S. 341–345

Man zeigt kurz die bisherige entwicklung, den jetzigen Stand und die Aussichten der kommutierungselemente. Bzgl. des jetzigen Standes unterteilt man die Vielzahl der Kommutierungselemente in Abhängigkeit von Arbeitsprinzip, von der Strom – Spannungskurve und der Steuerungsart. Die Unterteilung nach der Stromspannungskurve wird als wszentlich betrachtet, wobei nan hier zwei grosse klassen unterscheidet : elektrische Kontakte und elektrische Ventile. Ausser den elektrischen Kontakten und Ventilen, welche die eigentlichen Kommutierungselemente darstellen, werden der Technik der. Kommutierung elektrischer Stromkreise auch eine Reihe von Verstärkerelementen verwendet deren Arbeit im Kommutierungsbetrieb einen Sonderfall darstellen.

KURZNACHRICHT

CZ 621.317.442.082
Ifrim, A. : **Die Kompensierung der magnetischen Streuerscheinungen beim Messen der Eisen verluste mit dem Epsteinapparat.**
Electrotehnică **19**, H. 9, Sept 1971, S. 345–348

Man zeigt die Art wie die magnetischen Streuerscheinungen des Sekundärs vom Epsteinapparat auftreten und wie sie kompensiert werden können, wobei auch die Induktivitäten der der Hilfsinstrumente zur Messung der Eisenverluste berücksichtigt werden.

DOKTORTHEMA 348–349
BUCHBESPRECHUNGEN 349–351
REFERATE 351–356
CHRONIK 356

CONTENTS

DC 621.34 :621.313.323 – 585.3

Şofan, E. : **A new way to operate variable speed synchronous motors.**
Electrotehnica **19**, nr. 9, sept 1971, p. 317 – 327
The author makes a succinct description of an original technical solution which is being experimented at present in our country : a new way to operate synchronous motors with variable speed.. The paper shows the diagram, the details of the convertor fitted with thyristors, the expected performances and other data, comparing them to those of the generally adopted solution, — the synchronous motor-with „electronic changeover switch".

DC 621.318.21.546.65

Cedighian, S. : **Rare earths permanent magnets.**
Electrotehnica **19**, nr. 9, sept 1971, p. 327 – 332
One has obtained high magnetic energy utilizing Sm Co_5 and $CeCo_5$ intermetallic compounds. One has attained 20 MgsOe magnetic energy in the laboratory with $SmCo_5$, and serial production of 12 – 14 MgsOe magnetic energy is expected. Platinum-cobalt magnets will be superseded and new fields of application are envisaged.
Considering the rare earths deposits available in our country, the author suggests research aiming at the achievement of intermetallic compounds magnets should be undertaken.

DC 621.327.534.15.032.43

Puşcaşu, S. : **Contribntions to the study of ignition voltage in luminous tubes operating on high frequency voltages.**
Electrotehnica **19**. nr. 9, sept. 1971, p. 332 – 341
Ignition voltage is an important factor in the operation diagram of luminous – tubes.
It depends on a series of electric and non-electric parameters. The paper studies the ignition voltage in 20 W tubes of Romanian make, as a function of : heating current, supply voltage frequency, temperature of tube. Wall and type of utilized ballast. In the final part the author supplies interesting indications on the design and achievement of ignition diagrams of high frequency supply voltages.

FOR YOUNG ENGINEER

DC 621.316.09

Matlac, I. : **Evolution of electric commutation elements**
Electrotehnica **19**, nr. 9, sept 1971, p. 341 – 345
The paper presents a succinct description of the evolution, present situation and prospects of commutation elements. At present, commutation elements are classified as a function of : operation principle, current-voltage characteristic and control method. The current-voltage classification criterion is considered to be essential and one distinguishes two large classes : electric contacts and electric valves. In addition to electric contacts and valves — commutation elements proper — one utilizes in switching technique a whole range of amplifying elements which represent only particular cases.

NOTE

DC 621.317.442.082

Ifrim, A. : **Compensation of magnetic dispersion effects in measurement of iron loss carried out with Epstein apparatus.**
Electrotehnica **19**, nr. 9, sept 1971, p. 345 – 348
The paper shows the way magnetic dispersion effects occur in the second-hand of Epstein apparatus and the way to compensate them-in correlation with the inductivity of auxiliary measurement instruments — when iron loss measurement, are carried out.

DOCTOR DEGREE THESES 348 – 349
BOOK REVIEW 349 – 351
NOTES 351 – 356
CHRONICLE 356

SOMMAIRE

CD 621.34 :621.313.323 – 585.3

Sofan, E. : **Une nouvelle variante d'actionnement électrique à moteur synchrone à nombre de tours variable.**

Electrotehnica **19**, no. 9, sept 1971, p. 317–327

On présente sommairement une solution technique de conception originale, qui est constituée par une nouvelle variante d'actionnement électrique à moteur synchrone ayant une vitesse variable, variante qui a été élaborée dans notre pays et qui est en cours d'expérimentation. On indique la structure du schéma, les particularités du convertiseur à thyristors utilisé, les performances escomptées ainsi que d'autres données nécessaires, en se référant comparativement à la solution principale similaire – moteur synchrone à „commutateur électronique" – élaborée sur le plan mondial.

CD 621.318.21 :546.65

Cedighian, S. : **Aimants permanents en terres rares.**

Electrotehnica **19**, no. 9, sept 1971, p. 327–332

A partir des components intermétalliques $SmCo_5$, on a obtenu de très grandes énergies magnétiques. On a réalisé dans le laboratoire, avec du $SmCo_5$, une énergie magnétique de 20 MGsOe. Des énergies de 12 à 14 MGsOe pourront être réalisées dans la production de série. On remplacera les aimants en platine-cobalt et l'on créera de nouveaux domaines d'application. Tenant compte des gisements de terres rares de notre pays, on proposede commencer les recherches pour la réalisation des aimants à partir des components intermétalliques.

CD 621.327.534.15.032.43

Puşcaşu, S. : **Contributions à l'étude de la tension d'allumage des tubes fluorescents alimentés avec des tensions à fréquences élevées.**

Electrotehnica **19**, no. 9, sept 1971, p. 332–341

La tension d'allumage des tubes flouorescents représente une valeur importante pour les schémas selon lesquels ces tubes travaillent. Elle dépend d'une série de paramètres électriques et non-électriques. Dans cet ouvrage on étudie la tension d'allumage des tubes de 20 W, de fabrication roumaine, en rapport avec le courant de chauffage, la fréquence de la tension d'alimentation, la température de la paroi du tube et le type de balast utilisé. Pour clore, on établit des conclusions utiles pour l'élaboration des projets et pour la réalisation des schémas d'allumage dans les systèmes à alimentation avec des tensions à fréquences élevées.

RUBRIQUE DU JEUNE INGÉNIEUR

CD 621.316.5.09

Matlac, I. : **L'évolution des éléments éléctriques de commutation**

Electrotehnica **19**, no. 9, sept 1971, p. 341–345

On présente sommairement l'évolution antérieure, le stade actuel et les perspectives des éléments de commutation. Lors de la présentation du stade actuel, le grand nombre d'éléments de commutation est divisé en classes, par rapport au principe de fonctionnement, à la forme de la caractéristique courant-tension et au mode de commande. Le critère de classification selon la caractéristique courant-tension est considéré comme essentiel, distinguant, de ce point de vue, deux grandes classes : les contacts électriques et les soupapes électriques. On montre qu'en dehors des contacts et des soupapes électriques, qui sont des éléments de commutation proprement-dits, on utilise dans la technique de la commutation des circuits électriques, aussi un tas d'éléments amplificateurs dont le fonctionnement en régime de commutation représente un cas particulier.

NOTE

CD 621.317.442.082

Ifrim, A. : **La compensation des effets de la dispersion magnétique lors du mesurage des pertes en fer, à l'aide de l'appareil Epstein.**

Electrotehnica **19**, no. 9, sept 1971, p. 345–348

On indique la manière dont interviennent ainsi que la possibilité de compenser les effets de la dispersion magnétique du secondaire de l'appareil Epstein – corrélés avec les inductivités des instruments de mesurage annexes – lors du mesurage des pertes en fer.

THÉSES DE DOCTORAT 348–349
COMPTES-RENDUS 349–351
RÉFÉRATS 351–356
CHRONIQUE 356

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.3 **Electrotehnica generală.**

CZ 621.3.015.027.3.002.2

Schneider — Muntau, H. **Amortizarea undelor reflectate la extremităţile unui cablu în sarcină.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **91** nr. 9, sept 1970, p. 495—497, 4 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.3.016.25.620.91

Gumanovski, J. B. ş.a. **O sursă de putere reactivă cu tiristoare.** În : Elektricestvo, nr. 11, nov 1970, p. 55—60, 4 fig.

CZ 621.313 **Maşini electrice de curent continuu şi alternativ. Generatoare. Motoare.**

CZ 621.313.223.054.34

Bencke, E. H. **Remarci critice asupra utilităţii înfăşurărilor de compensaţie în maşinile de curent continuu.** În : Elektrotech. Z (ETZ—B) **22**, nr. 24, 27 nov 1970, p. 587 — 588, 2 fig.

CZ 621.313.32 : 51.001.572

Holtz J. **Un model matematic pentru maşinile sincrone.** În : Elektrotech. Z (ETZ—A) **91**, nr. 10 oct 1970, p. 582—583, 2 fig., 1 ref. bibl.

CZ 621.313.33.001.1

Štěpina, Jaroslav. **Reprezentarea vectorială a forţelor radiale din maşinile asincrone.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **91**, nr. 9, 1970, p. 503—505, 2 fig., 1 tabl., 3 ref. bibl.

CZ 621.31^3.333.025.2.016.37.001.24

Fischer, R. **Cu privire la calculul relativ la demararea motoarelor cu condensator de serviciu şi cu condensatoare duble.** În : Elektrotech. Z (ETZ—A) **91**, nr. 9, sept 1970, p. 506—509, 8 fig., 2 tabl., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.333.025.3 : 534.322

Jordan, H. şi *Röder, G.* **In ce constă efectul acustic al armonicelor curentului de inducţie.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **91**, nr. 9. 1970, p. 498—502, 5 fig., 11 ref. bibl.

CZ 621. 314 **Transformarea energiei electrice. Transformatoare convertizoare. Redresoare. Comutatrice.**

CZ 621.314.13 : 621.335 : 621.337.52

Krug, H. **Dezvoltarea unui sistem de acţionare pentru tracţiune cu comandă în impulsuri de curent continuu.** În :Elektrie **24**, nr. 11 nov 1970 p. 388—391, 8 fig., 3 tabl., 3 ref. bibl.

CZ 621.314.21.017.29

Datscheff, A. **Determinarea pierderilor prin curenţi de compensaţie în înfăşurările transformatoarelor, ţinînd cont de repartiţ'e efectivă a cîmpului de dispersie.** In: Elektrotech. Z. (ETZ—A) **91**, nr. 11 nov 1970, p. 632—635, 3 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.314.212.045.1.015.33.34.001.24

Lokhanin, K. A. **Calculul supratensiunilor în înfăşurările transformatoarelor cu conexiunea de intrare sau de nul la mijlocul înălţimii.** În : Elektricestvo, nr. 10 oct 1970, p. 56—58, 2 fig., 2 tabl., 3 ref. bibl.

CZ 621.314.213.5

Petry, H. **Transformatoare izolate în răşini. Construcţie şi utilizare practică.** În : Elektrotech. Z (ETZ—B) **22**, nr. 22, 30 oct 1970, p. 519—522, 3 fig.

CZ 621.314.224.8.024

Liese, M. **Transformatoare de curent continuu montate în serie cu două miezuri, cu măsurarea direcţională a curentului** În : Elektrotech. Z (ETZ—A) **91**, nr. 9 sept 1970, p. 528—530, 6 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.315 **Transmisia energiei electrice. Linii aeriene. Cable. Conductoare. Materiale izolante. Materiale de instalaţii.**

CZ 621.315.1.027.8 : 621.316.54

Koettnitz, H. **Folosirea analizorului de reţea şi undă progresivă.** În : Elektrie 24, nr. 11, nov 1970, p. 396.

CZ 621.315.1.015.38.001.24

Djuvarli, M. C. şi a. **Studiul supratensiunii în punctul de conectare a unei linii de 500 kV cu luarea în considerare a**

efectului pelicular în sol. În : Elektricestvo nr. 11 nov 1970, p, 72—74, 4 fig., 3 ref. bibl.

Schuster, J. **Izolări de polietilenă supuse la tensiune alternativă un timp îndelungat.** În : Elektrie **24**, nr. 11 nov 1970, p. 404—407, 6 fig., 11 ref. bibl.

CZ 621.315.618.9,015.51

Weiner, L. A. **Scurgerea curentului prin fundaţii de beton armat în soluri cu conductibilitate redusă.** În : Elektricestvo, nr. 11, nov 1970, p. 70—72, 3 fig., 7 ref. bibl.

CZ 621.316 **Distribuirea energiei electrice. Reţele. Redeschiderea şi închiderea circuitelor. Reglarea mărimilor electrice. Protecţia aparatelor şi instalaţiilor.**

CZ 621.316.3.616.3.001.2 : 621.313.333.2 : 621.869 : 656.61

Wiznerovicz, P. **Metodă de calcul a încărcării reţelei de alimentarea unei nave de către vinciuri antrenate de motoare trifazice cu rotor în colivie.** În : Siemens Z. **49**, nr. 11, nov 1970, p. 696—761, 5 fig., 1 tabl., 20 ref. bibl.

CZ 621.316.313 :621.311.1.064.1

Freyer, R. **Domeniile de aplicaţie ale unui analizor de reţea şi undă progresivă şi perfecţionările lui.** În : Elektrie **24**, nr. 11 nov 1970, p. 399—401, 2 fig.

CZ 621.316.351

Stoye, H. şi *Löbl, H.* **Calculul termic al generatoarelor .** În : Elektrie, **24**, nr. 12, dec 1970, p. 448—449, 2 fig., 1 tabl. 2 ref. bibl.

CZ 621.316.933.001.4

Jakszt, W. **Nou circuit pentru încercarea în funcţionare a disjunctoarelor de supratensiune cu ajutorul unor curenţi de lungă durată produşi de un generator de impulsuri cu constante distribuite.** În : Siemens Z **44**, nr. 11 nov 1970, p. 668—670, 2 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.317 **Tehnica măsurilor electrice. Aparate de măsură.**

CZ 621.317.089.68.027

Schlesok, W. **Noi studii asupra unor elemente normale de tensiune cu diode Zener.** În : Elektrie **24**, nr. 12, dec. 1970, p. 445—457, 6 fig., 4 tabl., 5 ref. bibl.

CZ 621.317.1 : 083.5.087.53.681.327.5

Hartke, D. **Două metode de înregistrare rapidă a valorilor numerice pe film fotografic.** În : Elektrotech. Z (ETZ—A) **91**, nr. 9 sept 1970, p. 521—524, 8 fig., 1 tabl., 14 ref. bibl.

CZ 621.317.1 : 681.323

Hartwig, R. **Aparate de măsură la calculatorul de proces.** În : Elektrotech. Z (ETZ—B) **22**, nr. 23 nov 1970, p. 543—545, 2 fig.

CZ 621.317.333.4 : 621.315.2

Dietrich, F. **Localizarea punctelor de defectarea cablelor; posibilităţi şi limite.** În : Elektrotech. Z (ETZ—B) **22**, nr.25, 11 dec 1970, p. 603—606, 2 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.317.333.6 : 621.315.61.027.3

Suhr, H. **Rezistenţa la scurgerea superficială a curenţilor la tensiuni superioare 1000 V** (metodă de încercare). În : Elektrotech. Z (ETZ—B) **22**, nr. 24, 27 nov 1970, p. 579 — 580 3 fig., 3 tabl., 4 ref. bibl.

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 19 Nr. 9 București, septembrie 1971

O nouă variantă de acționare electrică cu motor sincron cu turație variabilă

EUGEN ȘOFAN* — București

CZ 621.34:621.313.323–585.3

1. Notă introductivă

Dezvoltarea convertizoarelor de frecvență cu ventile semiconductoare comandabile a permis elaborarea în tehnica mondială a unui sistem de acționare electrică eficace cu motoare sincrone cu turație ajustabilă (sau în termeni uzuali, cu „comutator electronic").

Pentru acest nou sistem de acționare sînt posibile două variante de bază.

Prima variantă de bază, caracterizată prin faptul că variația cuplului de sarcină M_s antrenează variația de la sine a turației n, tensiunea de alimentare u rămînînd neinfluențată, a fost elaborată în străinătate, în special în Elveția, sub conducerea prof. GERECKE [1], [2].

A doua variantă de bază, caracterizat prin faptul că variația cuplului de sarcină M_s antrenează variația de la sine, prin mijloace electrice, a tensiunii de alimentare u, turația n rămînînd neinfluențată, a fost elaborată în țara noastră de către autor, cu contribuția unui colectiv [3], [4].

Cele două variante se deosebesc esențial între ele prin comportarea lor cinematică, modul de comandă a turației, precum și prin tipul de invertor folosit. În tabela 1 se face o prezentare sintetizată a acestor deosebiri.

Tabela 1

Date comparative privind cele două variante de bază ale motorului sincron cu „comutator electric"

Proprietatea comparată	Varianta GERECKE	Varianta românească
	2	3
1° — Caracteristica cuplu-turație	foarte elastică	foarte rigidă
2° — Comanda turației	prin U și prin I_{ex}	prin f
3° — Modalitatea amorsării tiristoarelor invertorului	comandată funcție de poziția rotorului	comandată în mod independent (corelată inițial automat cu poziția rotorului).
4° — Modalitatea stingerii tiristoarelor invertorului	comandată de t.e.m. a motorului	cu stingere independentă
5° — Valoarea unghiului de sarcină	constantă în raport cu variația turației și a cuplului de sarcină; afectată de perturbațiile de tensiune	constantă în raport cu variația turației și a cuplului de sarcină; neafectată de perturbațiile de tensiune
6° — Echivalarea cu motoare de tip clasic	echivalentă cu motorul serie de curent continuu (sub raportul caracteristicii cuplu-turație și a naturii parametrilor de comandă a turației)	fără echivalent
7° — Particularitatea de comportare cerută de domeniile de aplicație specifice	putere constantă în raport cu variația cuplului de sarcină	turație instantanee constantă în raport cu variația cuplului de sarcină

Varianta ultimă, cu turația independentă, este brevetată în țară [5] și peste hotare, în Anglia, Franța, Japonia, S.U.A. etc. Ea este în curs

* Dr. ing. *E. Șofan* este cercetător principal la Institutul de cercetări și proiectări pentru industria electrotehnică.

de experimentare în I.C.P.E., sub forma unui model experimental de circa 30 kW.

Varianta GERECKE, sub una din multiplele sale subvariante, a fost experimentată şi în ţara noastră, la Institutul Politehnic din Bucureşti, rezultatele obţinute, cu încadrarea dispoziţiei studiate în scheme de reglare mai complexe, fiind publicate în periodicele de specialitate [6], [7].

Pentru varianta GERECKE există azi aplicaţii industriale remarcabile, cum ar fi acţionarea principală a celei mai mari mori de ciment din lume [8].

În literatura de brevete şi în periodicele de specialitate sînt prezentate şi alte variante ale motorului sincron cu „comutator electronic", mai mult sau mai puţin apropiate de cele două variante de bază menţionate în cele ce preced.

În articolul de faţă se urmăreşte o prezentare succintă a soluţiei tehnice constituite de către varianta cu turaţia independentă, cu unele referiri comparative — în scopul evidenţierii anumitor particularităţi — la ceea ce s-a denumit aici „varianta GERECKE".

2. Elemente ale principiului de funcţionare şi ale comportării noii variante de motor sincron cu turaţie variabilă

2.1. *Generalităţi.* În esenţă principiul de funcţionare a variantei cu turaţie independentă constă în menţinerea unghiului de sarcină al motorului sincron la o valoare impusă după dorinţă, prin intermediul unei bucle de reglare a tensiunii de alimentare a indusului său, combinată sau nu şi cu o programare secvenţială a curentului de excitaţie, comanda turaţiei motorului făcîndu-se prin intermediul frecvenţei tensiunii de alimentare a indusului său.

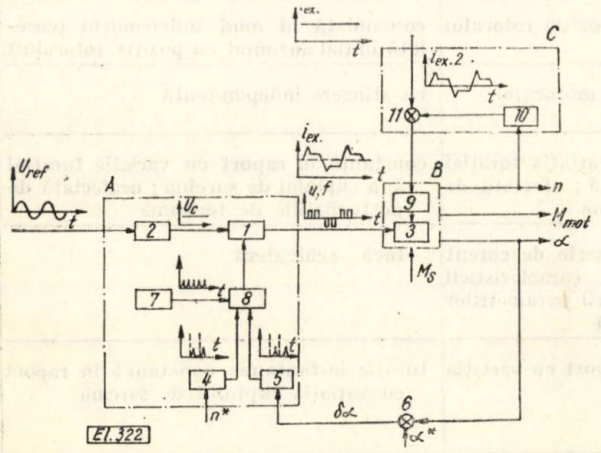


Fig. 1. — Schema bloc de principiu a variantei cu turaţie independentă:

A — convertizor static cu ventile semiconductoare; *B* — motor sincron; *C* — dispozitiv de programare secvenţială; *1* — invertor; *2* — redresor; *3* — indus; *4* — convertor tensiune-frecvenţă (CTF); *5* — convertor tensiune durată (CTD); *6* — comparator; *7* — generator de tact (CT); *8* — bloc distribuitor de impulsuri (BDI); *9* — inductor; *10* — dispozitiv pentru modelarea de funcţii (DMF); *11* — sumator.

Mărimi neelectrice:

Ms — cuplu de sarcină; *n* — turaţie (viteză unghiulară); *Mmot* — cuplu motor; *α* — unghi de sarcină

În figura 1 convertizorul static de frecvenţă şi tensiune *A*, realizat cu ventile semiconductoare comandabile, alimentează indusul motorului sincron *B*, al cărui inductor poate fi alimentat printr-un dispozitiv *C* transistorizat de programare secvenţială a curentului de excitaţie, schema fiind completată cu o cale de reacţie a unghiului de sarcină *α* şi cu alte elemente auxiliare.

2.2. Particularităţile convertizorului. Tipul de convertizor ales, reprezentat schematic în figura 1, conţine un invertor trifazat cu tiristoare *1* cu comutaţie forţată şi stingere independentă (de exemplu de tip L C), prevăzut atît cu comanda de frecvenţă, realizată prin convertorul tensiune-frecvenţă *4*, cît şi cu comanda de tensiune, realizată prin intermediul convertorului tensiune-durată *5*. Invertorul este precedat de un redresor cu tensiune fixă *2*, alimentat de la reţeaua trifazată şi succedat, în cazul dat, de indusul *3* al unui motor sincron de construcţie normală sau inversată.

Tipul de convertizor ales, folosit anterior în cadrul sistemului CONTISIN pentru acţionări cu motoare asincrone cu turaţie ajustabilă[9], prezintă multiple însuşiri necesare concretizării concepţiei noului sistem de acţionare.

Asigurarea comenzii prin frecvenţă a turaţie implică în mod obligatoriu existenţa comutaţie forţate şi a stingerii independente a tiristoarelor Aceasta permite ca la varianta reprezentată în figura 1, distribuţia amorsării tiristoarelor şi deci ordinea de succesiune a alimentării fazelor motorului sincron să fie impusă în mod independent de motor, rotorul fiind obligat să se adapteze ca poziţie fiecărei distribuţii date, în timp ce la varianta GERECKE distribuţia respectivă este impusă de către poziţia momentană a rotorului, precizată cu ajutorul traductorului de poziţie.

Posibilitatea variaţiei aleatorii a raportului dintre t. e. m. proprie a motorului şi tensiunea aplicată la bornele sale fac indispensabilă existenţa amplitudinii fixe a valorii impulsurilor de tensiune, pentru evitarea pericolului de blocare a tiristoarelor prin inversarea accidentală a polarităţii aplicate.

Necesitatea adaptării tensiunii de alimentare a motorului la variaţii rapide ale cuplului de sarcină în raport cu viteza de rotaţie dată, face deosebit de utilă — mai ales la turaţii scăzute — fragmentarea intervalului de funcţionare a unui tiristor în intervale de conducţie de scurtă durată. Se observă că durata unui impuls reprezintă un timp mort pentru necesităţile de reglare.

În schimb, faţă de însuşirile utile arătate mai sus, structura invertorului ales este destul de complexă.

Totodată aplicaţia vizată aici a făcut necesară operarea unor modificări în structura şi com-

portarea acestui tip de invertor și a elementelor sale auxiliare.

O particularitate esențială a soluției modificate constă în furnizarea semnalului de intrare aplicat convertorului tensiune-durată 5 de către o cale de reacție a unghiului de sarcină (vezi figura 1). O altă particularitate constă în adăugarea unei scheme logice în vederea pornirii autonome a motorului sincron. Schema logică menționată asigură pornirea lină, cu cuplul motor dorit și cu accelerația controlată. Această schemă asigură de asemenea posibilitatea funcționării în condiții similare cu cea a variantei GERECKE, dar cu păstrarea avantajelor legate de utilizarea unui redresor necomandat pentru alimentarea invertorului. Soluția corespunzătoare va fi prezentată mai amănunțit cu un alt prilej.

Încă o modificare a tipului de invertor ales constă în trecerea de la un număr de impulsuri variabil cu frecvența din intervalul de funcționare în cursul unei semiperioade a fiecărui tiristor, la un număr fix de impulsuri.

Modificarea sistemului inițial se realizează prin comanda simultană a frecvenței și a coeficientului de transfer al convertorului tensiune — durată cu ajutorul a două potențiometre cuplate în tandem.

Sistemul modificat permite alegerea unui număr de impulsuri pe o semiperioadă astfel încît la limita superioară a plajei de variație a turației acest număr să fie mai ridicat, iar la limita inferioară să fie mai coborît decît în cazul sistemului cu durata impulsului invariabilă cu turația. Pe această cale la turațiile ridicate se obține o reducere procentuală a timpului mort pe care-l reprezintă durata unui impuls în raport cu reglarea tensiunii de ieșire din invertor, iar la turații scăzute se obține reducerea pierderilor interne din tiristoare prin micșorarea numărului de amorsări repetate. În același timp structura armonicelor superioare pentru o tensiune dată rămîne și ea nemodificată în raport cu turația.

Particularitățile de mai sus privind numărul și durata impulsurilor în raport cu turația, împreună cu faptul că în cazul examinat variația turației nu implică în mod necesar o variație corespunzătoare a fluxului magnetic din mașină, constituie premise pentru o extindere substanțială a plajei de variație a turației. În schimb durata absolută a timpului mort menționat mai înainte crește concomitent cu micșorarea turației, putînd deveni jenantă la un moment dat. În cazuri extreme, este posibilă adoptarea a două sau a mai multor trepte în cuprinsul plajei de variație a turației pentru valoarea numărului de impulsuri pe semiperioadă, în funcție de valoarea dată a turației în domeniul plajei.

2.3. Acțiunea corelată a circuitului de reglare a unghiului de sarcină și a programării secvențiale a curentului de excitație. Semnificația mai exactă a impunerii valorii unghiului de sarcină α prin intermediul buclei de reglare a tensiunii de alimentare u, precum și a programării secvențiale a curentului de excitație i_{ex} — elemente esențiale ale soluției tehnice preconizate aici — se poate ilustra simplu pe cale analitică folosind relația bine cunoscută pentru motoarele sincrone cu poli înecați

$$P_{elm} = m \frac{UE_0}{X_d} \sin\alpha, \qquad (1)$$

unde:

P_{elm} este puterea electromagnetică;
m — numărul de faze;
U — tensiunea de alimentare pe fază;
E_0 — t.e.m. pe fază la mersul în gol;
α — unghiul de sarcină;
X_d — reactanța de dispersie logitudinală.

Relația (1) se poate scrie sub forma mai utilă evidențierii detaliilor de comportare urmărite aici:

$$P_{elm} = M_{elm}\, n = kUE_0; \quad k = \frac{m}{X_d} \sin\alpha^*. \qquad (2)$$

Practic, relațiile de mai sus, în condițiile create prin existența buclei de reglare a unghiului α, înseamnă următoarele:

1) — dacă $\alpha^* = \text{ct}$, $n = \text{ct}$ și $E_0 = \text{ct}$,

(adică $i_{ex} = \text{ct}$), rezultă că tensiunea U va varia mereu proporțional cu cuplul electromagnetic M_{elm} cerut motorului; dacă $n \neq \text{ct}$, atunci proporționalitatea se menține în raport cu puterea electromagnetică P_{elm} cerută motorului; dacă $\alpha^* \neq \text{ct}$ și $E_0 \neq \text{ct}$, atunci proporționalitatea de mai sus este afectată într-un sens care poate fi făcut avantajos pentru necesitățile de lucru impuse motorului. La depășirea limitei superioare posibile a tensiunii U (dictată de rețea), mașina se va comporta ca un motor sincron cuplat direct la o rețea de tensiune fixă;

2) — presupunînd $\alpha^* = \text{ct}$ — ipoteză de bază pentru condițiile de funcționare ale variantei românești — t.e.m. E_0 rămîne disponibilă, prin intermediul curentului de excitație i_{ex}, pentru îndeplinirea unei condiții de funcționare suplimentare ca de exemplu:

(a) — atenuarea variațiilor necesare ale tensiunii U;

(b) — atenuarea schimburilor de putere reactivă la bornele motorului;

(c) — atenuarea variațiilor necesare ale curentului absorbit I.

Impunerea condiției formulate la subpunctul 2 a, echivalează cu realizarea unei interacțiuni favorabile între catena de comandă conținînd

bucla de reglare a unghiului de sarcină α şi catena de comandă avînd ca semnal de intrare curentul de excitaţie i_{ex}, în sensul că ultima catenă printr-o variaţie corespunzătoare a curentului de excitaţie înlesneşte acţiunea buclei de reglare a unghiului de sarcină, această buclă la rîndu-i compensînd erorile programării variaţiei curentului de excitaţie. Această interacţiune transformă funcţionarea motorului sincron cu caracteristică cuplu-turaţie rigidă la un unghi de sarcină menţinut riguros constant, dintr-un deziderat teoretic, într-o posibilitate practică.

Impunerea condiţiilor formulate la subpunctele 2 b) sau 2 c) conduce la avantaje de natură energetică, totodată menţinerea constantă a unghiului de sarcină α realizîndu-se în aceste situaţii numai prin acţiunea buclei de reglare; în primul caz rezultă o anumită ameliorare în solicitarea invertorului, iar în al doilea caz o ameliorare în uniformizarea solicitării elementelor înseriate cu invertorul.

Constanţa unghiului de sarcină la varianta de bază examinată aici, echivalează cu constanţa riguroasă — în întregul domeniu de stabilitate — a valorilor instantanee ale vitezei unghiulare a rotorului în raport cu perturbaţiile de orice fel ale reţelei sau ale sarcinii mecanice, conferind prin aceasta o proprietate nouă maşinilor electrice rotative în general. La varianta GERECKE, deşi din punct de vedere electric unghiul de sarcină rămîne constant [6], din punct de vedere mecanic unghiul de decalaj corespunzător variază necontenit odată cu modificarea sarcinii sau a tensiunii de alimentare, ca la orice motor cu alunecare.

În virtutea celor arătate noua variantă de acţionare electrică cu motor sincron cu turaţie variabilă constituie un sistem de antrenare fără alunecare şi fără pendulări.

Rigurozitatea menţinerii constante a vitezei unghiulare este înlesnită de proprietatea de atenuare a efectelor şocurilor de tensiune sau de cuplu de sarcină pe care o asigură calitatea de parametru reglat a unghiului de sarcină, în sensul că o abatere procentuală dată acestui unghi echivalează cu o abatere procentuală diminuată în raport cu întreaga circumferinţă a rotorului. Rezultă o anumită insensibilitate a motorului, de mare importanţă practică, la şocurile de tensiune şi de sarcină.

2.4. O schemă electrică de principiu simplificată a instalaţiei preconizate. În figura 2 se dă o schemă electrică de principiu simplificată a instalaţiei preconizate. S-a admis că redresorul şi invertorul sînt realizate ca punţi duble trifazate, iar elementele schemei de comandă s-au grupat întrucîtva altfel decît în figura 1. Natura elementelor constitutive ale instalaţiei este indicată în legenda figurii.

S-a admis folosirea sistemului cunoscut LC pentru stingerea independentă a tiristoarelor.

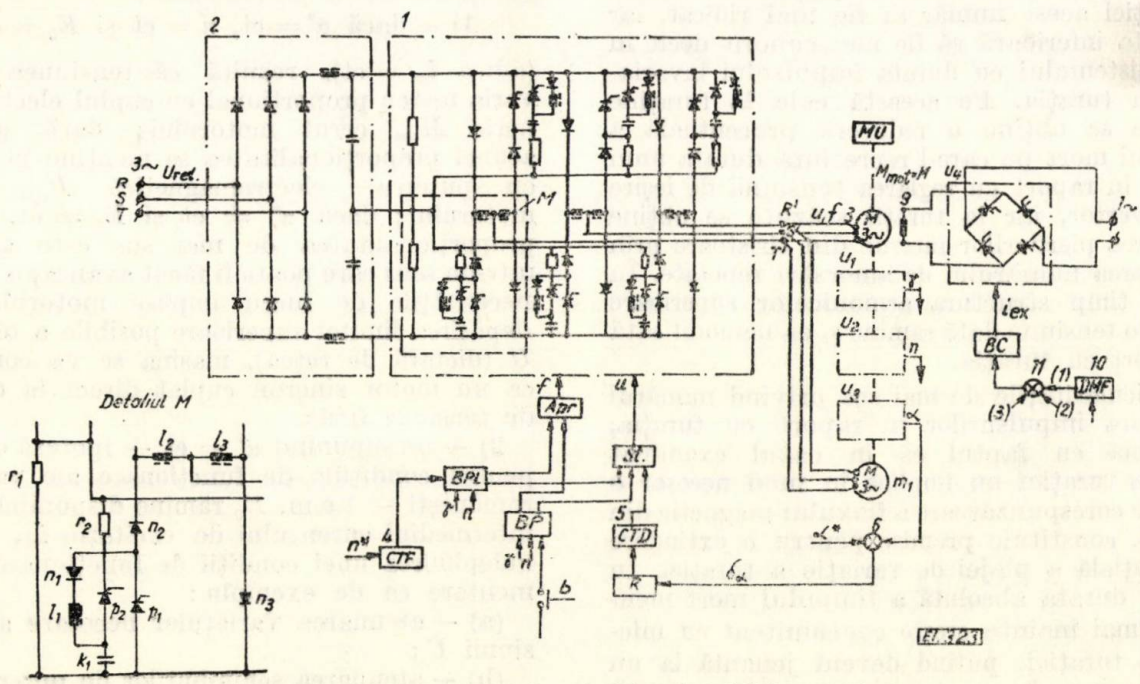


Fig. 2. — Schema electrică de principiu a instalaţiei preconizate:

1 — invertor; *2* — redresor; *3* — indus; *4* — convertor tensiune-frecvenţă (CTF); *5* — convertor tensiune-durată (CTD); *6* — comparator; *9* — inductor; *10* — dispozitiv pentru modelarea de funcţii (DMF); *11* — sumator; u_1 — traductor de poziţie; u_2 — traductor de turaţie-frecvenţă; u_3 — traductor de unghi de sarcină; m_1 — motor sincron auxiliar; u_4 — redresor comandat; *BC* — bloc de comandă; *Apr* — bloc de amorsare; *St* — bloc de stingere; *BPL* — bloc de prelucrări logice; *R* — regulator; *BP* — bloc de pornire; *b* — buton de pornire. *Detaliul M* p_1 — tiristor principal; p_2 — tiristor de stingere; l_1 — inductanţă de stingere; l_2; l_3 — inductanţă de comutaţie; n_1 — diodă de stingere; n_2 — diodă de protecţie; n_3 — diodă de curent invers; U_{ref} — tensiunea reţelei; u — tensiunea de alimentare a indusului; f — frecvenţa tensiunii u; α — valoarea impusă şi cea măsurată a unghiului de sarcină; $d\alpha$ — semnalul de eroare al unghiului de sarcină; γ — poziţia rotorului; M_{mot}; M_S — cuplul motor şi cuplul de sarcină; (1); (2); (3) — componente ale curentului de excitaţie. *Notă*: Blocurile notate cu 1...11 concordă cu blocurile notate cu aceleaşi cifre din figura 1. Blocurile *7* şi *8* din acea figură sînt incluse implicit în blocurile de comandă ale invertorului *1* din figura de faţă.

Redresorul folosit, necomandat şi realizînd o redresare avansată — cu şase pulsuri pe o perioadă, — asigură un consum redus de putere deformantă de la reţea, respectiv un factor de putere ridicat, independent de valoarea turaţiei. Este un alt avantaj al tipului de convertizor ales. Încă un avantaj îl reprezintă posibilitatea funcţionării instalaţiei la încărcări mecanice foarte reduse, datorită căii de curent pentru descărcarea condensatorului de stingere oferită de dioda de curent invers n_3 de pe fiecare ramură a invertorului.

Diferite elemente auxiliare care apar în componenţa circuitelor de putere ale invertorului au diferite roluri cunoscute pentru asigurarea unei funcţionări corespunzătoare.

Schema din figura 3 reprezintă una dintre posibilităţile de concretizare a structurii sche-

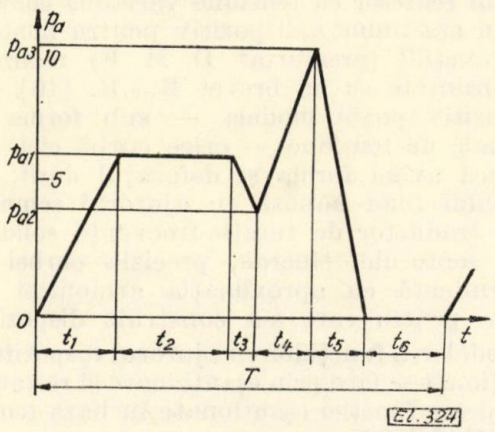


Fig. 3. — Diagrama de variaţie în timp a puterii active P_a cerute motorului sincron (un ciclu):
$t_1 \ldots t_5$ — timpi activi; t_6 — pauză; T — durata unui ciclu.

mei-bloc din figura 1, în conformitate cu cele arătate în prezentul articol.

2.5. Modalităţi pentru rezolvarea variaţiei programate a curentului de excitaţie. Variaţia programată a curentului de excitaţie, i_{ex} care poate completa acţiunea buclei de reglare a unghiului de sarcină α într-unul din modurile arătate (v. paragraful 2.3.), presupune posibilitatea de determinare anticipată — de pildă sub forma unei diagrame — a curbei de variaţie în timp a sarcinii mecanice, operaţie posibilă în unele aplicaţii practice.

În acord cu cele prezentate, în cazul în care se cunoaşte cu o aproximaţie suficientă, sub forma unei diagrame, curba de variaţie în timp a puterii active cerute motorului

$$P_a = f(t), \qquad (3)$$

corespunzînd de exemplu celei reprezentate în figura 3, atunci diagrama simplificată a motorului sincron, reprodusă în figura 4, poate servi ca bază pentru realizarea construcţiilor grafice necesare predeterminării succesiunii valorilor curentului de excitaţie în raport cu satisfacerea uneia din condiţiile enumerate la punctele 1 şi 2 din paragraful 2. 3.

Pentru aceste construcţii grafice se pot admite turaţiile cunoscute, pierderile din ma-

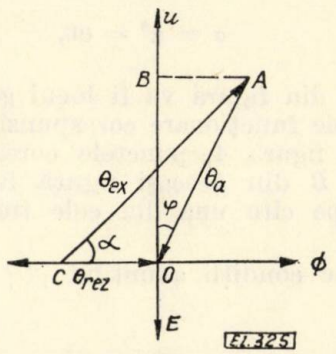


Fig. 4. — Diagrama simplificată a motorului sincron:
$\overline{|OB|}$ — puterea activă (admisă pozitivă pentru motor); $\overline{|AB|}$ — puterea reactivă (capacitivă în figură); θ_{ex} — solenaţia de excitaţie; θ_a — solenaţia de reacţie; θ_{rez} — solenaţia rezultantă; Ou — orientarea fazorului tensiunii la borna U; OE — orientarea fazorului t.e.m. E; $O\Phi$ — orientarea fazorului fluxului principal Φ; α — unghiul de sarcină; φ unghiul de defazaj curent-tensiune.

şină nule şi liniaritatea circuitului magnetic asigurată. Din sistemul de asemenea construcţii grafice anume concepute se vor indica cu titlu de ilustrare cele care vizează realizarea echivalării electrice a solicitărilor mecanice pentru condiţiile impuse la subpunctele 2 a şi 2 b din paragraful menţionat.

În figura 5 s-a trasat familia de hiperbole echilatere pentru puterile active P_{a2}=ct, P_{a1}= = ct şi P_{a3} = ct extrase din figura 3, aplicîndu-se relaţia:

$$P_a = k\theta_{rez} \cdot \overline{BO} \qquad (4)$$

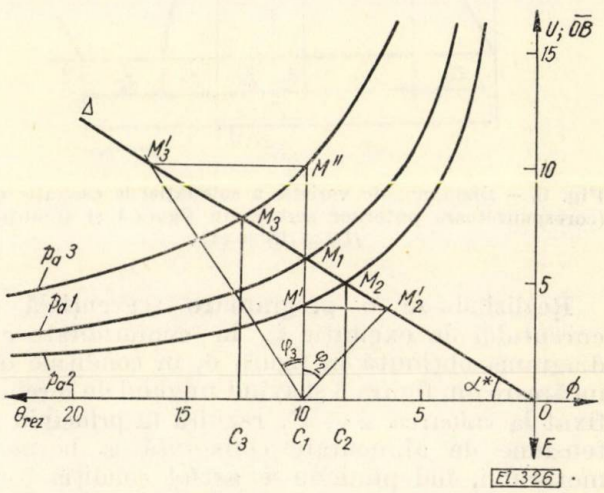


Fig. 5. — Construcţia grafică pentru predeterminarea valorilor necesare ale solenaţiei de excitaţie θ_{ex} în conformitate cu figura 4 şi cu condiţiile
1) $|U \approx E| = ct$ (linii subţiri), 2) $\varphi = 0$ (linii groase): P_a — puterea activă dezvoltată de motor (corespunzător puterii active cerute motorului conform figurii 3); $\overline{CO} = \theta_{rez}$ — solenaţia rezultantă; $\overline{MC} = \theta_a$ — solenaţia de reacţie; $\overline{OM} = \theta_{ex}$ — solenaţia de excitaţie. *Notă.* Solenaţiile θ_{rez}, θ_a şi θ_{ex} sînt afectate cu indicii 1,2,3, aferenţi.

care rezultă — cu semnificaţia respectivă a notaţiilor — din diagrama simplificată reprodusă în figura 4.

Impunînd valoarea constantă a unghiului de sarcină

$$\alpha = \alpha^* = \text{ct}, \tag{5}$$

dreapta Δ din figură va fi locul geometric al punctelor de funcţionare corespunzînd punctului A din figura 4, punctele corespunzătoare punctului B din aceeaşi figură fiind situate obligator pe cîte una din cele trei hiperbole echilatere.

În aceste condiţii admiţînd $|U| = |E_0|$ şi impunînd

$$\theta_{rez} = \overline{OC}_1 = \text{ct},$$

valorile căutate ale solenaţiei de excitaţie vor corespunde segmentelor $\overline{OM}_2'$, $\overline{OM}_1$ şi $\overline{OM}_3'$, cu defazajele respective egale cu φ_2 inductiv, φ_1 nul şi φ_3 capacitiv. Cu ajutorul acestor segmente şi a duratelor $t_1 \ldots t_6$ din figura 5, s-a construit diagrama de variaţie necesară a solenaţiei de excitaţie θ_{ex}, dată în figura 6.

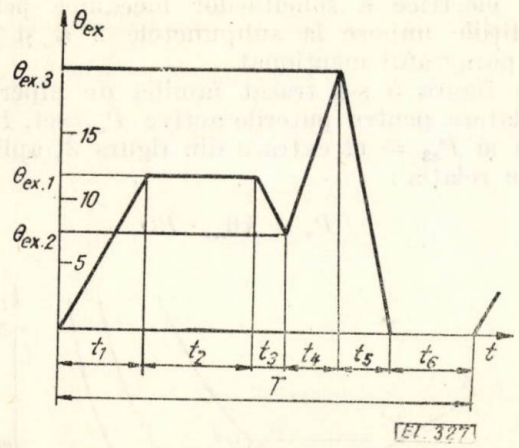


Fig. 6. — Diagrama de variaţie a solenaţiei de excitaţie θ_{ex} (corespunzătoare puterilor active din figura 4 şi condiţiei $|U| \approx |E| = \text{ct}$)

Realizîndu-se o programare secvenţială a curentului de excitaţie i_{ex} în conformitate cu diagrama obţinută în figura 6, în condiţiile de încărcare din figura 3 şi avînd unghiul de sarcină fixat la valoarea $\alpha = \alpha^*$, rezultă în principiu o tensiune de alimentare constantă la bornele motorului, îndeplinindu-se astfel condiţia formulată la subpunctul 2 a, din paragraful 2.3.

Dacă diagrama din figura 6 s-ar fi construit cu ajutorul segmentelor $\overline{OM}_2$, $\overline{OM}_1$, $\overline{OM}_3$, s-ar fi obţinut respectarea condiţiei formulate la subpunctul 2 b, din paragraful 2.3., conform căreia permanent $\varphi = 0$.

Construcţiile grafice indicate sînt concepute în ipoteza că $n = \text{ct}$. Dacă turaţia variază, atunci în reprezentarea familiei de curbe $\overline{OB} = f(\theta_{rez})$ din figura 5 corespunzătoare la diferite valori ale parametrului P_a, trebuie să se ţină seama de modificarea — direct proporţional cu turaţia — a factorului de proporţionalitate dintre solenaţia θ_{rez} şi t.e.m. a motorului sincron, respectiv de modificarea implicită a coeficientului k din relaţia (4).

Presupunîndu-se efectuată echivalarea diagramelor de variaţie ale solenaţiei de excitaţie θ_{ex} cu diagramele de variaţie corespunzătoare ale tensiunii de excitaţie u_{ex} la bornele circuitului de excitaţie — operaţie asupra căreia nu se insistă aici — programarea secvenţială rezultată se poate impune cu ajutorul dispozitivului C din figura 1, prin intercalarea în circuit a unui redresor cu tensiune variabilă comandat de un aşa numit „dispozitiv pentru modelarea de funcţii" (prescurtat D M F) realizat în conformitate cu un brevet R.S.R. [10]. Acest dispozitiv poate modela — sub forma unor semnale de tensiune — orice curbă ciclică sau aciclică avînd forma şi defazajul dorit, scara timpului fiind impusă cu ajutorul semnalelor unui traductor de turaţie-frecvenţă solidar cu axul motorului sincron, precizia curbei fiind determinată cu aproximaţia armonicei superioare pentru care s-a construit dispozitivul.

Modelarea funcţiilor cu ajutorul dispozitivului menţionat se face prin eşantionare şi restabilirea la ieşire a funcţiei eşantionate în baza teoremei lui SHANNON.

Practic, modelarea funcţiei dorite se poate face deplasînd cursoarele unor potenţiometre proporţional cu elongaţiile în momentele considerate de pe axa absciselor ale funcţiei de modelat.

Pentru mărirea eficacităţii modelării, funcţia $u_{ex}(t)$ poate fi descompusă într-o componentă continuă şi una alternativă, componentele corespunzătoare ale curentului de excitaţie i_{ex} fiind însumate de sumatorul 11 din figurile 1 sau 2. La intrarea sumatorului 11 pot fi aplicate şi alte componente ale curentului de excitaţie. În figura 2 s-a admis de exemplu existenţa a trei asemenea componente, semnalul de ieşire din sumator servind — prin intermediul blocului de comandă BC — la comanda redresorului cu tensiune variabilă u_4 care alimentează inductorul 9 al motorului sincron.

În anumite cazuri structura dată în figura 2 a dispozitivului C din figura 1 s-ar putea înlocui cu un sistem de traductoare şi de alte elemente ale tehnicii reglării, destinat să măsoare anticipat şi să prelucreze logic valorile unuia sau a mai multor parametri tehnologici care determină variaţia solicitării mecanice a motorului sincron.

3. Probleme ale realizării fizice și ale domeniului de utilizare a noii variante de motor sincron cu turație variabilă

3.1. *Aspecte privind unele performanțe cinematice și energetice scontate.* Pentru varianta cu turație independentă a acționării cu motoare sincrone alimentate prin „comutator electronic", valoarea medie a turației fixate este determinată de semnalul de referință n^*, de coeficientul de transfer al convertorului tensiune-frecvență *4* și de frecvența impulsurilor furnizate de generatorul de tact *7* (figura 1). Mijloacele actuale ale tehnicii reglării permit asigurarea unei constanțe ridicate pentru valoarea fixată a acestor parametri, ceea ce se traduce printr-o constanță excepțională corespunzătoare a turației medii a motorului sincron în raport cu perturbații de orice natură (variații ale frecvenței și tensiunii rețelei de alimentare, ale cuplului de sarcină sau ale temperaturii mediului ambiant). În cazul folosirii modulelor tipizate din sistemele uzuale realizate în țara noastră ca sistemul UNIDIN, UNILOG A ș.a., pentru variații de 100% ale cuplului de sarcină și valori curente ale celorlalte perturbații, această constanță poate fi apreciată la circa 0,5 ... 0,6% în 8 ore. Prin măsuri speciale valoarea indicată poate fi considerabil diminuată.

Pentru ilustrarea efectului de atenuare a elongației maxime a oscilațiilor datorate suprareglării care intervine aici și la care s-a făcut aluzie în capitolul precedent, se dă următorul exemplu numeric.

Admițînd că la un motor sincron cu $2p = 4$ poli, pentru un salt unitar (de 100%) al cuplului de sarcină și pentru o valoare impusă a unghiului de sarcină $\alpha^* = 36°$ electrice suprareglarea δ este de 5%, atunci amplitudinea A a primei oscilații, exprimată procentual în raport cu circumferința rotorului, va fi:

$$A\% = \frac{1}{360°} \cdot \frac{\alpha^*}{p} \cdot \delta = \frac{1}{360} \cdot \frac{36}{2} \cdot 5 = 0{,}25\ \%. \quad (7)$$

Dacă parametrul reglat ar fi însăși turația n — așa cum trebuie să se întîmple în cazul motoarelor cu alunecare: de curent continuu, asincrone sau sincrone în varianta GERECKE — atunci același nivel calitativ al reglării, în cazul unei valori de referință de $n = 1000$ rot/min și a unei durate de $\tau = 0{,}1$ s pentru atingerea amplitudinii suprareglării, amplitudinea procentuală corespunzătoare a primei oscilații în raport cu circumferința rotorului va fi:

$$A\ \% = \tau \frac{n}{60} \delta = 0{,}1 \frac{1000}{60} 5 \approx 8{,}3\%, \quad (8)$$

adică o valoare de peste 30 de ori mai mare decît în primul caz.

Apare deci clară eficacitatea crescută a reglării datorită naturii parametrului reglat folosit.

Amplitudinea redusă a oscilațiilor corespunzătoare suprareglării face ca în general viteza de restabilire a parametrului reglat să-și piardă importanța, permițînd adoptarea unor criterii de optimizare care să conducă la valori extrem de mici ale suprareglării.

Posibilitatea stabilirii și aplicării unor asemenea criterii de optimizare pentru cazul special considerat aici, cere o analiză aprofundată a comportării schemei în regim tranzitoriu.

O cerință de prim ordin pentru trecerea la aplicațiile practice specifice ale variantei cu turație independentă constă în crearea unui instrument matematic susceptibil să permită analiza comportării în regim tranzitoriu a motorului sincron integrat în schema reprezentată în figura 1. Crearea unui asemenea instrument matematic necesită depășirea dificultăților specifice legate de cercetarea stabilității sistemelor de reglare automată a acționărilor cu motoare sincrone, dificultăți cauzate de particularitățile motorului sincron ca obiect reglat: număr însemnat de circuite cuplate magnetic, dependența inductivităților indusului de poziția rotorului, neliniaritatea ecuațiilor diferențiale de funcționare chiar la neglijarea saturației circuitelor magnetice ale motorului.

Complexitatea tratării complete a problemei implică utilizarea metodelor numerice, respectiv a calculatoarelor numerice. Prin admiterea unor ipoteze simplificatoare suplimentare, cum ar fi în special neglijarea rezistenței indusului, se pot obține forme mai simple, abordabile studiului pe calculatoare analogice. O asemenea operație a fost întreprinsă într-un studiu anume întocmit, stabilindu-se funcțiile de transfer simplificate și schemele structurale corespunzătoare pentru perturbații ale cuplului de sarcină, frecvenței, tensiunii indusului și a celei de excitație. În figura 7 se reproduc, după studiul menționat* structura buclei de reglare a unghiului de sarcină, schema structurală simplificată a motorului sincron și schema structurală cu reacție unitară a sistemului de reglare automată (cu neglijarea constantei de timp a elementului de execuție și a traductorului). Conform aceluiași studiu — și așa cum rezultă și din figura 7, poziția *2* — regulatorul unghiului de sarcină trebuie să fie de un tip mai puțin uzual și anume P D D_2.

Funcțiile de transfer, schemele structurale corespunzătoare stabilite și tipul preconizat al regulatorului trebuie considerate sub rezerva verificării lor experimentale minuțioase. Rezultatele obținute ilustrează totuși modul posibil de abordare analitică a examinării comportării

* Studiul a fost întocmit de către tov. ing. *E. Micu*, șef de lucrări la Catedra de Electrotehnică de la Institutul Politehnic din Brașov.

la perturbaţii a motorului sincron încadrat în schema din figura 1, respectiv a întregii scheme, cel puţin pentru cazul menţinerii constante a curentului de excitaţie (i_{ex} = ct).

Prin urmare instrumentul matematic menţionat mai înainte a fost în parte creat. Printre lacunele de principiu ale stadiului actual al cale parametrică, evitîndu-se cu preţul unor inconveniente ca pierderea controlului asupra fixării valorii unghiului de sarcină — folosirea buclei de reglare de tip clasic. O propunere valoroasă în acest sens, aparţinînd unui membru al colectivului de colaborare menţionat la început, se află în curs de brevetare *.

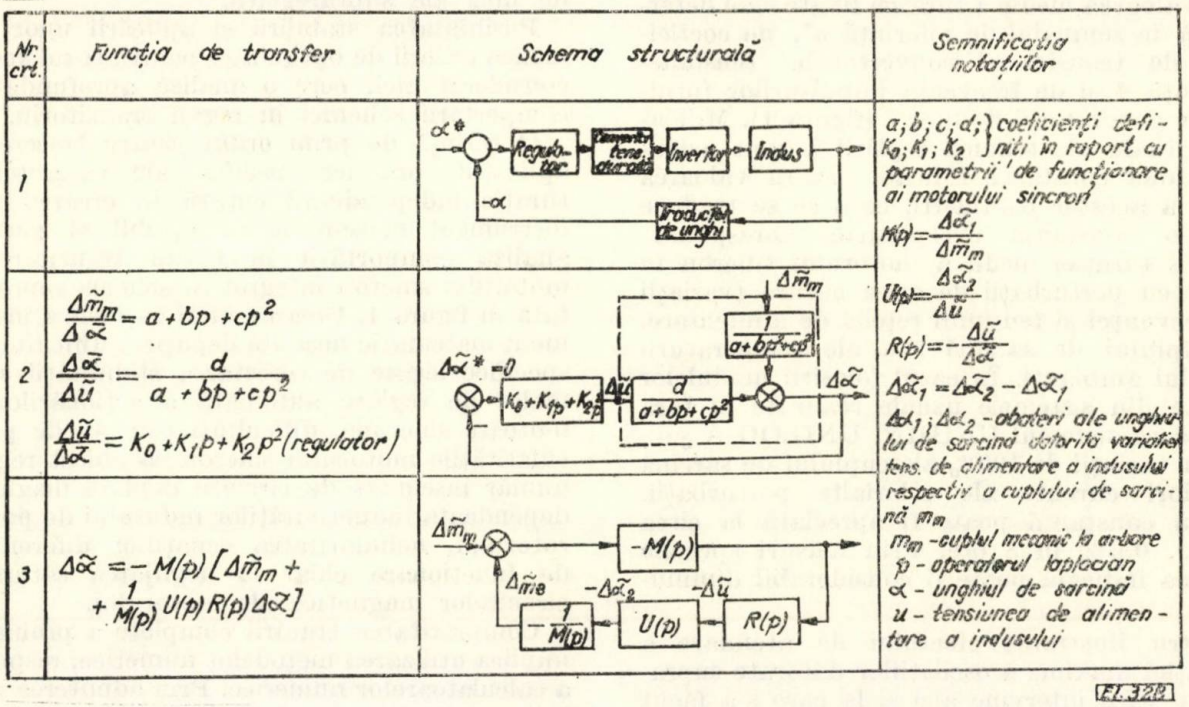


Fig. 7. — Funcţii de transfer şi scheme structurale simplificate.

acestui instrument, ca rezultat al ipotezei simplificatoare privind natura sinusoidală a tensiunii de alimentare, figurează ignorarea timpului mort legat de fragmentarea în impulsuri a tensiunii de alimentare. Din cele arătate în paragrafele 2.2. şi 2.3. rezultă că în mai multe situaţii importante această ignorare apare inadmisibilă.

Funcţiile de transfer obţinute cu expresiile explicitate ale coeficienţilor care intervin, dezvoltarea modului de abordare a problemei în general, a programării şi a studiului pe calculator şi alte aspecte privind cercetarea comportării dinamice a instalaţiei preconizate conform variantei indigene a motorului sincron cu „comutator electronic" vor fi reluate cu un alt prilej.

Deocamdată se mai subliniază aici, în legătură cu eficacitatea reglării, faptul că un alt avantaj al buclei de reglare folosite constă în împrejurarea că ea acţionează prin intermediul indusului motorului (v. figura 7, poziţia 1) deci pe o cale cu o inductanţă relativ redusă.

În încheierea acestor consideraţii se mai menţionează faptul că realizarea legăturii necesare dintre unghiul de sarcină α şi tensiunea de alimentare a indusului u poate fi asigurată şi pe

Obţinerea performanţelor cinematice deosebite oferite de varianta cu turaţie independentă a motorului sincron cu „comutator electronic" implică în aplicaţiile practice existenţa unor dificultăţi de dimensionare, execuţie fizică şi altele. Astfel de pildă realizarea unei frînări recuperative — care ar fi necesară în numeroase aplicaţii industriale — s-ar putea obţine numai cu completarea schemei date în figura 2 cu un invertor suplimentar anume destinat acestui scop.

Sub raportul performanţelor energetice, plaja de puteri ce se poate obţine din partea motorului sincron nu este în principiu afectată de corelarea impusă între parametrii săi de funcţionare prin încadrarea sa în schema din figura 1.

Tensiunea reţelei de alimentare prin intermediul convertizorului trebuie să fie însă cu circa 15% mai mare decît a celei din cazul alimentării directe, în principal din cauza pauzelor necesare dintre impulsurile de tensiune la ieşirea din convertizor. Micşorarea turaţiei de lucru la varianta cu turaţie independentă, ca şi micşo-

* Dosar OSIM nr. 59087/1969, autor ing. MARINESCU N., cercetător la I.P.A.

rarea turației de mers în gol ideal la varianta GERECKE, atrage după sine o micșorare corespunzătoare a puterii maxime ce se poate obține de la motorul dat.

Dacă se impun alte condiții decît cea de la subpunctul 2 a din paragraful 2.3., atunci, în general, puterea disponibilă la arborele motorului va trebui de asemenea diminuată față de situația în care motorul sincron ar funcționa neîncadrat în schemă.

Cele arătate mai sus nu se referă la diminuarea de putere utilă datorită măririi pierderilor ca urmarea deformării undei de tensiune și de curent sau a înrăutățirii autoventilării ca urmare a micșorării turației.

În legătură cu performanțele energetice, se reamintește factorul de putere ridicat (datorită folosirii redresorului necomandat pentru alimentarea invertorului). La varianta GERECKE, dotat cu redresor comandat, înrăutățirea factorului de putere la micșorarea turației prin micșorarea tensiunii de alimentare a motorului, reprezintă un factor esențial în limitarea extinderii plajei de variație a turației.

3.2. *Aspecte privind unele soluții constructive și execuția fizică a unor componente.* Din punctul de vedere al concepției soluțiilor constructive, în realizarea fizică trebuie să se urmărească structura modulară, asigurîndu-se posibilitatea unor depanări și a unor înlocuiri operative a părților defectate.

În reproducerea fotografică din figura 8 fiecare dintre cele 6 module vizibile reprezintă cîte un

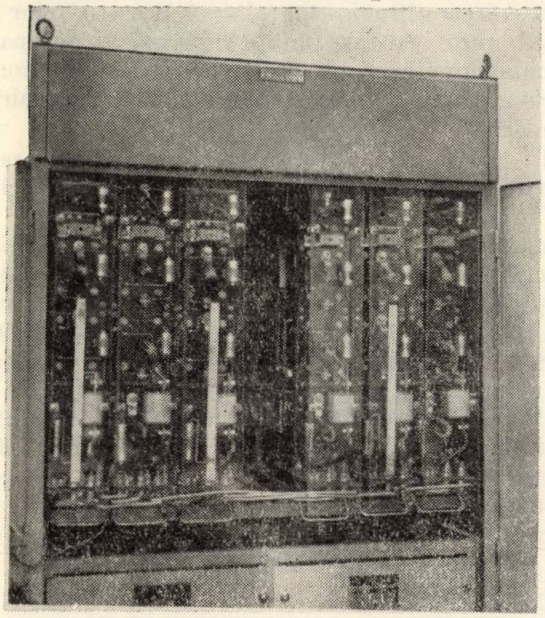


Fig. 8. — Structura constructivă modulară a invertorului

braț al punții dublu trifazate a invertorului din figura 2, invertor confecționat pentru modelul experimental de circa 30 kW în curs de realizare, la care s-au mai făcut referiri în cele ce preced. Un aspect tehnico-economic important pentru modul de realizare a părții de comandă electronică a instalației constă în alegerea între folosirea modulelor sistemelor tipizate de uz general existente și a unor module specializate, concepute anume pentru cazul dat.

Structura modulară se poate extinde sau nu și la alte părți componente ale instalației, cum ar fi redresorul necomandat. La modelul experimental menționat, această extindere nu s-a considerat necesară.

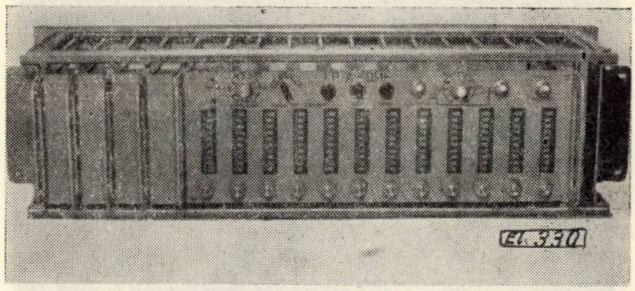


Fig. 9. — Variantă executată fizic pentru DMF.

În reproducerea fotografică din figura 9 este prezentată o variantă executată a dispozitivului pentru modelarea de funcții descrisă în paragraful 2.4. Varianta respectivă este concepută pentru modelarea unor curbe conținînd armonici pînă la rangul 5. În imaginea reprodusă se observă, alături de diferitele butoane de manevră, scalele verticale și reperele potențiometrelor prin deplasarea cărora se realizează eșantionarea curbei de modelat.

În figura 10 sînt reproduse cîteva oscilograme ale unor curbe modelate cu acest dispozitiv.

Traductorul de poziție și cel de turație — frecvență — notate cu u_1 și u_2 în figura 2 — necesare pentru pornirea autonomă a motorului, iar ultimul și pentru comanda scării timpului dispozitivului pentru modelarea de funcții, pot fi concepute în diferite moduri, avînd la bază procedee cunoscute optice, magnetice etc.

O problemă deosebită o prezintă traductorul de unghi de sarcină (notat cu u_3 în figura 2). Dificultățile provin din triplul considerent al necesității caracterului analogic continuu al semnalului furnizat corespunzător variațiilor instantanee ale parametrului măsurat, al caracterului nesinusoidal și discontinuu al parametrilor electrici la bornele motorului, împiedicînd folosirea unor procedee de măsură electrice, și, în fine, al necesității robustețeî soluției.

O soluție posibilă, dezvoltată în baza unei soluții brevetate în R.S.R. [11] constă în esență în transformarea unghiului geometric care măsoară unghiul de sarcină, într-o cădere de tensiune ohmică. Soluția conține unele neajunsuri practice, cum este numărul relativ ridicat al contactelor glisante necesare, rămînînd deschisă oportunitatea perfecționărilor, respectiv adoptarea — cînd este admisibilă —a variantei cu reglare parametrică.

Motorul sincron încadrat în schemă poate fi constituit în principiu dintr-o mașină sincronă

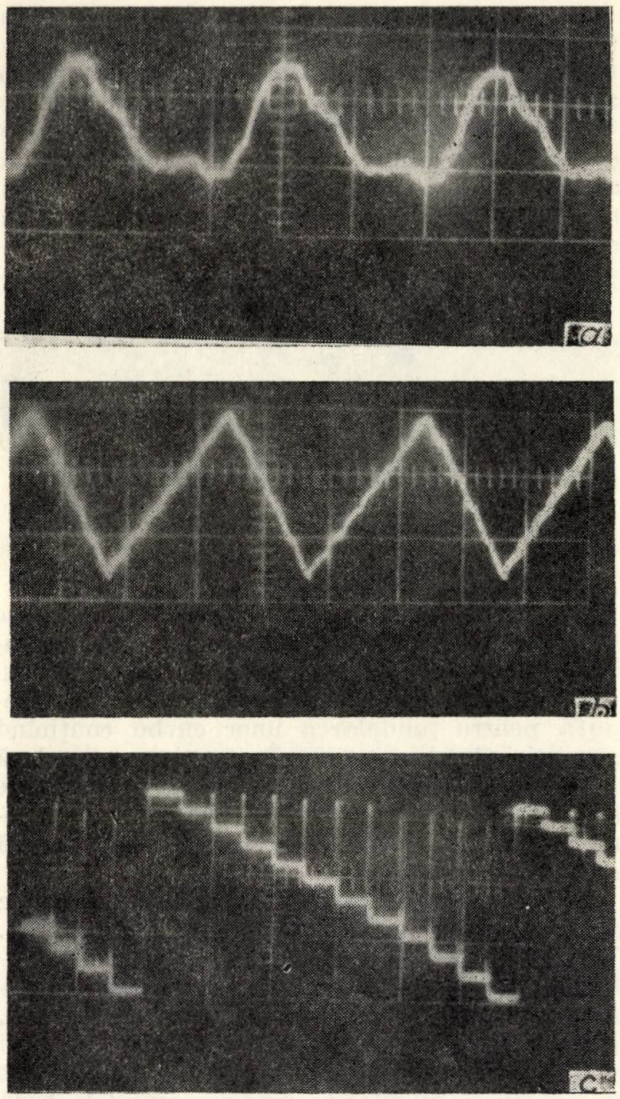


Fig. 10. — Curbe modelate cu ajutorul DMF.

din producţia curentă, rămînînd totuşi de examinat rolul barelor amortizoare, a miezurilor polare masive ş.a.m.d. Sistemul de pornire menţionat în paragraful 2.2. este adaptabil şi la pornirea în asincron.

Elementele de conectare la reţea, de manevră, protecţie, semnalizare sînt de aceeaşi natură ca şi în alte echipamente similare.

3.3. *Domenii şi posibilităţi de aplicare.* În cele ce preced s-a menţionat că varianta cu turaţia independentă a acţionării cu motoare sincrone alimentate prin „comutator electronic" creează noi posibilităţi oferite de maşinile electrice rotative, în sensul realizării unei antrenări — indiferent de putere şi turaţie — fără alunecare, fără pendulări şi în condiţiile asigurării unei turaţii ajustabile în mod continuu în limite largi.

Lipsa practic totală a alunecării şi a pendulării echivalează cu proporţionalitatea riguroasă între durată şi drumul parcurs, creindu-se premisa pentru realizarea unor reglări de poziţie de înaltă precizie. Această particularitate combinată cu posibilitatea unei comenzi centralizate a mai multor motoare cu valori impuse identice ale parametrilor de funcţionare sau aflîndu-se între ele într-o corelaţie determinată, creează premisele necesare pentru realizarea unor acţionări simfazice de înaltă rigurozitate între mai multe organe ale unui agregat, mai multe ansamble ale unor linii tehnologice etc.

Particularităţile prezentate, inclusiv cu posibilitatea menţionată a comenzilor univoc corelate a mai multor motoare precum şi cu adaptabilitatea deosebită conferită de numărul ridicat de semnale de intrare controlabile şi cu efecte diferite, fac tipul de acţionare preconizat eficace pentru reglări de poziţie la puteri mari şi în condiţii de lucru dificile, pentru funcţionări simfazice exigente de asemenea la puteri mari a două sau mai multor agregate, pentru antrenări la turaţii extrem de scăzute în condiţii riguroase.

Într-un mod deosebit trebuie aici subliniată lipsa de sensibilitate a turaţiei faţă de şocurile de tensiune şi de sarcină.

Prin calităţile tehnice pe care le posedă şi cu condiţia minuţioasei puneri la punct a acestora, varianta prezentată a noului tip de acţionare cu motor sincron cu turaţie ajustabilă se înscrie printre acele soluţii tehnice care sînt deschizătoare de căi noi, oferind posibilităţi lărgite exploatării, inexistente anterior.

Exemple de domenii posibile de aplicare, citate cu titlu de ilustrare, ar fi tracţiunea feroviară diesel-electrică, tehnologia laminării, antrenarea alimentatoarelor şi dozatoarelor supuse unor cerinţe mai riguroase, echiparea standurilor de probă cu performanţe superioare, acţionarea agregatelor pentru fabricarea hîrtiei şi altele.

În privinţa posibilităţilor de dezvoltare şi generalizare a soluţiei examinate, în principiu nu există dificultăţi tehnice prohibitive ale limitelor de putere de la puteri de ordinul fracţiunilor de kilowat pînă la ordinul megawaţilor. Domeniul de turaţii acoperit nu pare limitat, de la turaţii extrem de scăzute pînă la turaţii de ordinul cîtorva zeci de mii de rotaţii pe minut. Plaja acoperită de către un acelaşi motor se pare că va putea depăşi limitele maxime uzuale obţinute cu ajutorul altor tipuri de acţionări electrice cunoscute la ora actuală. Există de asemenea posibilitatea elaborării unor variante simplificate, cu un preţ de cost mai convenabil.

Concluzii

Varianta cu turaţie independentă a noului sistem de acţionare cu motoare sincrone cu turaţie ajustabilă pune la îndemîna tehnicii şi a industriei un mijloc de producţie cu însuşiri cinematice excepţionale, care vor putea sta la baza unor soluţii tehnologice noi, cu performanţe tehnico-economice crescute.

Cele două variante de bază ale acestui nou sistem de acţionare electrică acoperă împreună, potenţial, un domeniu vast de necesităţi practice : soluţia denumită aici varianta GERECKE acoperă domeniul aplicaţiilor care necesită o caracteristică cuplu-turaţie elastică, iar cea denumită varianta cu turaţie independentă, domeniul aplicaţiilor care necesită o caracteristică cuplu-turaţie rigidă, această rigiditate extinzîndu-se pînă la valorile instantanee ale vitezei de rotaţie.

De asemenea varianta cu turaţie independentă poate fi utilă pentru aplicaţii care necesită o plajă largă de variaţie a turaţiei, inclusiv în cazul necesităţii unei caracteristici cuplu-turaţie elastice.

Bibliografie

[1] *Gerecke, Ed.* Steuerbare Siliziumsleistungsventile (Thyristoren) und deren Anwendungs für die Steureung von Gleichstromanlagen sowie von Asynchron-und Synchron-motoren În : Bull. ASE, 56, nr. 18, 4 sept 1965, p. 773—789.

[2] *Doser, R.* Das Anlassen einer stromrichtergesteuerten Synchronmaschine unter Last, Diss. Nr. 3760 ETH Zürich. Juris Druck Verlag Zürich, 1966, 128 pag.

[3] *Sofan, E.* Principii ale unui sistem de acţionare cu motor sincron cu turaţie variabilă şi unghi intern impus. A doua Conferinţă a electricienilor. Secţia Acţionări electrice (VI), Bucureşti, 23—26 sept 1969.

[4] *Sofan, E., Rizan, V.* şi *Marinescu, N.* Instalaţie experimentală de acţionare electrică cu motor sincron cu turaţie variabilă şi caracteristică mecanică rigidă. Comunicare la a VII-a Sesiune de comunicări tehnico-ştiinţifice a I.C.P.E., 23—24 sept 1970, Bucureşti.

[5] *Sofan, E.* Procedeu şi instalaţie de acţionare electrică cu motoare sincrone cu turaţie ajustabilă.Brevet R.S.R., nr. 51302/1968. Titular I.C.P.E.

[6] *Măgureanu, R.* Caracteristicile maşinii sincrone cu poli necaţi alimentată de la un ondulor cu tiristoare autocomandat. Funcţionarea la unghi intern constant. În : Electrotehnica, **18**, nr. 8, aug 1970, p. 276—284.

[7] *Măgureanu, R.* Studiul teoretic şi experimental al motorului sincron cu poli aparenţi, alimentat de la un comutator electronic. În : Electrotehnica, **18**, nr.11, nov 1970, p. 410—416.

[8] *Steinegger, J.* 6400 kW Synchronmotor als Ringmotor für eine Zementrohrmühle. În : BROWN-BOVERI Mitt., 57, nr. 3, martie 1970, p. 106—111.

[9] *Gaval, St.* şi *Landau, I. D.* Procedeu şi instalaţie pentru comanda vitezei motoarelor asincrone alimentate prin convertizoare statice de frecvenţă cu limitarea automată a curentului prin motor. Brevet R.S.R., nr. 46631/1967. Titular IPA.

[10] *Marinescu, N.* Procedeu şi dispozitiv pentru modelarea unor funcţii de timp cu mijloace statice. Brevet R.S.R., nr. 56902/1969. Titular I.P.A.

[11] *Bălă, C.* şi *Oprişan, P.* Metodă şi dispozitiv pentru măsura unghiului intern la maşinile sincrone. Brevet R.S.R. nr. 47836/1967. Titular Academia R.S.R.

Intrat în redacţie la 15 IV. 1971

Magneţi permanenţi din pămînturi rare

SUREN CEDIGHIAN* — Bucureşti

CZ 621.318.21:546.65

1. Generalităţi

Elementele aparţinînd grupei lantanidelor (grupa a III-a din sistemul periodic, perioada a 6-a), începînd cu numărul de ordine 57 sînt cunoscute sub denumirea de pămînturi rare. Metalele din pămînturile rare pot forma cu elementele de tranziţie, 3-*d*, compuşi intermetalici, care la temperatura ambiantă să fie feromagnetici.

Condiţia esenţială pentru apariţia feromagnetismului o constituie electronii necompensaţi pe stratul 3-*d*, la elementele de tranziţie, fier cobalt şi nichel şi pe stratul 4-*f*, la pămînturile rare.

Unii din compuşii pămînturilor rare cu cobalt, de forma RCo_5, în care R reprezintă un pămînt rar, sînt caracterizaţi prin cîmp coercitiv foarte mare, inducţie remanentă aproape dublă în comparaţie cu feritele şi o energie magnetică, care depăşeşte valorile cele mai mari cunoscute pînă la apariţia acestor compuşi. Temperatura Curie relativ înaltă permite folosirea lor pînă peste 200°C cu stabilitate suficient de mare la variaţiile de temperatură. În condiţiile normale de lucru ei sînt anticorozivi.

La materialele cu structură hexagonală sau tetragonală pot apare anizotropii cristaline foarte mari, condiţie esenţială pentru cîmp coercitiv mare. Unii din aceşti compuşi au cîmpuri de anizotropie H_A foarte mare, după cum se poate constata din datele tabelei 1 [1]. Cîmpul de anizotropie este cel care saturează un monocristal perpendicular pe axa *c* (pe axa magnetizării preferenţiale). Acest cîmp este proporţional cu :

$$H_A = \frac{2K}{I_s} \qquad (1)$$

în care :

K este constanta de anizotropie ;

I_s — inducţia de saturaţie.

Cercetările bazate pe consideraţii teoretice au fost în special concentrate asupra compuşilor intermetalici samariu-cobalt ($SmCe_5$) şi ceriu-cobalt ($CeCo_5$). În laboratoare s-au realizat valori record ale energiei electrice, la unele probe pînă la 20 MGsOe cu compuşii $SmCo_5$. Rezultate apreciabile s-au putut obţine şi cu $CeCo_5$, pînă aproape de 10 MGsOe.

Dezavantajul mare îl constituie însă preţul ridicat al magneţilor, pămînturile rare, în special samariul fiind foarte scump.

Menţionăm că pionieratul cercetărilor şi rezultatelor pozitive revin, ca şi în cazul feritelor şi multor altor materiale magnetice, labo-

* Dr. ing. *S. Cedighian* este inginer principal la I.C.P.E.

Tabela 1

Caracteristicile fizice și magnetice ale unor compuși RCo_5

	YCo_5	$LaCo_5$	$CeCo_5$	$PrCo_5$	$SmCo_5$	$MRCo_5$
H_A (kOe)	~130	~175	170—210	145—210	210—290	180—195
H_A (kA/m)	~10400	14000	13600—16800	11600—16800	10800—23200	14400—15600
K (erg/cm^3 ·10^7	~5,5	~6,3	~5,2—6,4	6,9—10,0	8,1—112	6,4—6,9
$4\pi I_s$ (Gs)	10.600	9090	7700	1200	4650	8900
$4\pi I_s$ (T)	1,06	0,909	0,770	1,200	0,965	0,890
T_c (°C)	648	567	374	612	724	495,541
T_1 (°C) temp. liquidus	~1360	~1220	~1205	~1245	~1325	—
T_r (°C) temp. de reacție	1352	1090	1196	1232	1320	~1185
γ (g/cm^3)	7,60	8,03	8,55	8,34	8,60	8,35

NOTA: *MR* — mișmetal

K — constanta anizotropiei, calculată după relația: $K = \frac{H_A \cdot I_s}{2}$

(H — cîmpul de anizotropie, Is — magnetizarea de saturație).

ratoarelor aparținînd industriilor electrotehnice sau electronice, cum sînt: Bell Laboratories, Raytheon Co, General Electric Co in SUA și Philips în Europa.

2. Elaborarea magneților

După studii preliminare cercetările au fost concentrate asupra compușilor $SmCo_5$ și $CeCo_5$. Pentru realizarea magneților din acești compuși intermetalici s-a mers pe două căi, și anume obținerea prin turnare sau folosirea tehnologiei metalurgiei pulberilor.

Magneți turnați din compuși intermetalici. O primă dificultate, la elaborarea prin turnare, o constituie reacția puternică a aliajului cu căptușeala creuzetului și cu gazele din atmosferă.

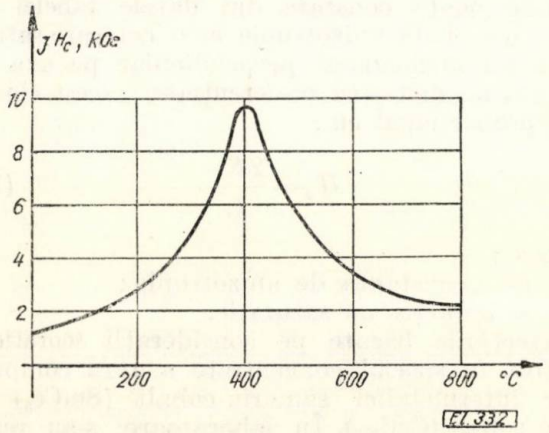


Fig. 1. Cîmpul coercitiv intrinsec în funcție de revenire la un aliaj turnat $CO_{3,5}Fe_{0,5}Cu$ Ce, omogenizat la 1000°C, călit în apă, revenit 2 ore la 400°C și răcit în apă.

Indicată este o căptușeală din alumină (Al_2O_3) pură, topirea făcîndu-se în atmosferă protectoare de heliu sau argon pur. Topirea se poate face în cuptor cu arc, unde menținerea unei compoziții prescrise este dificilă, sau în cuptor cu inducție de înaltă frecvență.

Atît la magneții $SmCo_5$ cît și $CeCo_5$, cobaltul poate fi înlocuit parțial cu cupru și fier [2], [3]. Aliajul turnat obține caracteristici magnetice bune după un tratament termic de omo-

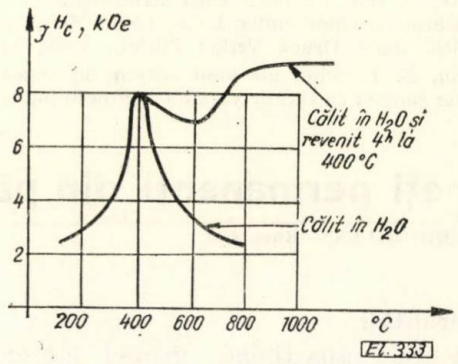


Fig. 2. Cîmpul coercitiv intrinsec în funcție de tratamentul termic la un aliaj $CO_{3,5}Fe_{0,5}Cu$ Ce (omogenizat călit și omogenizat, călit și revenit)

genizare la o temperatură de 1000—1050°C, urmată de o revenire de mai multe ore la aproximativ 400°C.

Importanța tratamentului termic se poate constata din figurile 1, 2 și 3, cîmpul coercitiv fiind mărit sensibil după revenire. În figura 4 se prezintă curba de demagnetizare a unui aliaj $Co_{3,5}Cu_{1\,35}Fe_{0,4}Sm$, trasată pentru B și $4\pi I$. Curbele se referă la aliajul indicat, topit în cuptor cu arc, în atmosferă protectoare, răcit rapid și revenit patru ore la 400°C. Energia magnetică se apropie de 9 MGsOe.

Se pot atinge cîmpuri coercitive foarte mari, de ordinul a 30 000 Oe, în detrimentul inducției remanente și energiei magnetice. Literatura de specialitate indică un cîmp coercitiv de 20 000 Oe, la o energie de 8,2 MGsOe [4].

Rezultate foarte bune s-au putut obține și cu compușii cu ceriu, cobaltul fiind și aici parțial înlocuit cu cupru și fier [5]. Pentru patru aliaje avînd compoziții puțin diferite energiile magnetice au variat de la 4,1 pînă la 9,8 MGsOe.

Aceste valori sînt foarte mari în comparaţie cu magneţii din compuşii cu samariu, la care energia teoretică este aproape de două ori mai mare decît la compuşii cu ceriu. Aliajele menţionate sînt trecute în tabela 2.

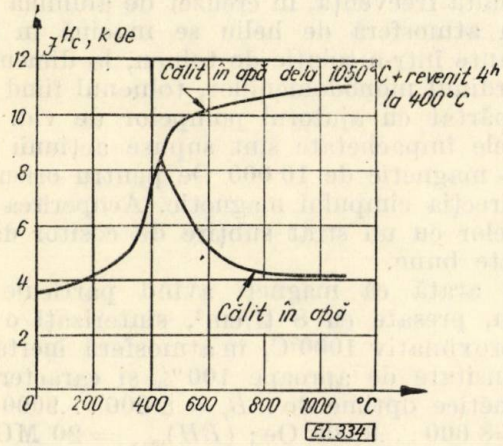


Fig. 3. Cîmpul coercitiv intrinsec în funcţie de tratamentul termic la un aliaj $Co_{3,5}Fe_{0,5}Cu_{1,35}$ Sm.

Tabela 2

Aliajul	Inducţia remanentă B_r	cîmpul coercitiv H_c	energia magnetică (BH) max
$Co_{3,8}Cu_{0,9}Fe_{0,5}Ce$	6 330 Gs (0,633 T)	5200 Oe (4 150 A/cm)	9,8 MGsOe (68 mWs/cm³)
$Co_{3,75}Cu_{0,75}Fe_{0,5}Ce$	6 200 Gs (0,620 T)	4 000 Oe (3 200 A/cm)	9,0 MGsOe (72 mWs/cm³)
$Co_{3,4}Cu_{1,2}Fe_{0,5}Ce$.	—	—	7,4 MGsOe (59 mWs/cm³)
$Co_{2,9}Cu_{1,7}Fe_{0,5}Ce$	—	—	4,1 MGsOe (32,7m Ws cm³)

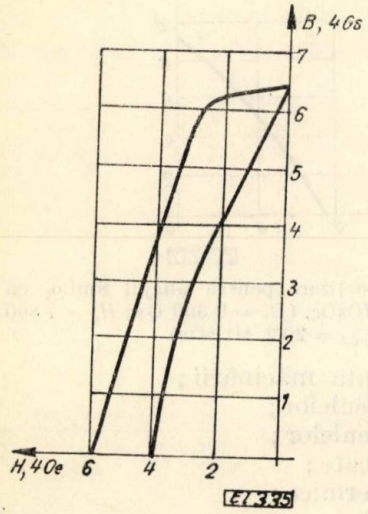


Fig. 4. Curba de demagnetizare pentru B şi $4\pi I$ la un aliaj turnat $Co_{3,5}Fe_{0,5}Cu_{1,35}Sm$, omogenizat, călit şi revenit 4 ore la 400°C.

Aliajul 2 a fost supus unui tratament de revenire timp de 4 ore la 400°C, celelalte aliaje au fost în prealabil omogenizate timp de 20 minute, fiind răcite cu o viteză de 1°C/s, apoi revenite timp de 4 ore la 400°C.

Caracteristicile magnetice ale aliajelor din compuşii intermetalici, realizaţi prin turnare, depind de o serie de factori, şi anume:

— compoziţia aliajului;
— puritatea elementelor componente;
— influenţa elementelor componente;
— modul de elaborare şi atmosfera folosită;
— efectul tratamentelor termice de omogenizare (temperatura optimă de omogenizare, timpul de menţinere la palier, atmosfera cuptorului, viteza critică de răcire) temperatura şi durata de revenire;
— structura aliajului.

Din punctele enumerate se poate constata complexitatea problemei pentru stabilirea condiţiilor optime cu atît mai mult cu cît interdependenţa factorilor nu poate fi calculată, uneori nici apreciată, urmînd să fie stabilită în baza unor experimentări raţional conduse. Aşa de exemplu pentru stabilirea unei compoziţii optime trebuie măsurat magnetul ca produs final, variind toţi factorii, în afară de compoziţie şi numai după serii întregi de combinaţii se va trece la o compoziţie puţin modificată repetînd experimentările. Acelaşi lucru este valabil şi pentru tratamentele termice etc.

Din rezultatele obţinute pînă acum se poate constata că din compuşii intermetalici cu samariu-cobalt, cobaltul fiind parţial înlocuit cu cupru şi fier se pot obţine magneţi cu cîmp coercitiv foarte mare şi energii pînă la aproximativ 10 MGsOe, ceea ce înseamnă cam 50% din energia teoretic calculată.

Interesant este faptul că şi cu aliajul ceriu-cobalt, de asemenea cu conţinut de cupru şi fier, în detrimentul cobaltului, se obţin energii magnetice de aproximativ 10 MGsOe. Această energie este apropiată de energia maximă teoretic calculată. Ţinînd seama că preţul ceriului este mult mai scăzut decît cel al samariului, precum faptul că caracteristicile magnetice atinse sînt comparabile cu cele ale aliajului platin-cobalt, incomparabil mai scump, rezultă că acest aliaj poate înlocui cu succes magneţii din platin-cobalt; cele spuse sînt valabile şi pentru aliajul samariu-cobalt, care este însă mai scump decît ceriu-cobalt.

Diversitatea şi complexitatea fenomenelor la obţinerea unor caracteristici magnetice optime nu au permis pînă în prezent stabilirea cauzelor care duc la magneţii din compuşii cu ceriu la rezultate relativ mai bune decît la compuşii cu samariu. De asemenea multe fenomene nu sînt încă complet elucidate.

Magneţi din pulberile compuşilor intermetalici

Aliajul $SmCo_5$ este casant şi poate fi uşor transformat în pulbere fină la dimensiunile dorite.

Elaborat în atmosferă protectoare, în argon purificat sau heliu, în cuptor cu arc sau cu inducţie de înaltă frecvenţă, materialul este măcinat în mori cu bile sau mori vibrante. Metoda folosită, timpul de măcinare, mărimea

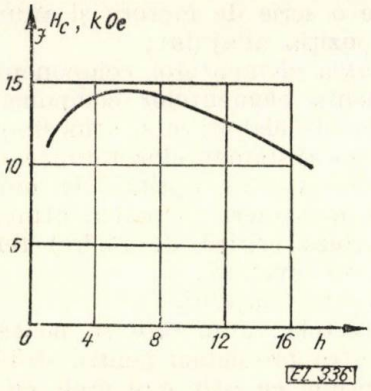


Fig. 5. Influenţa duratei de măcinare asupra unui aliaj $SmCo_5$ în funcţie de durată.

granulelor obţinute afectează caracteristicile magnetice [6]. Efectul duratei de măcinare se poate vedea din figura 5.

După măcinare pulberea este supusă unui tratament acid în baie de nichel care contribuie la mărirea cîmpului coercitiv. Ca exemplu se indică mărirea cîmpului coercitiv de la 11 000 Oe la 22 000 Oe după acest tratament [7].

Pulberea de dimensiuni optime, de ordinul monodomeniilor, este uşor comprimată sub acţiunea unui cîmp magnetic puternic de 30 kOe pentru alinierea particulelor în direcţia cîmpului, apoi supus unei presiuni hidrostatice de 20 kbar, obţinînd astfel o densificare de 82%. Proba astfel obţinută este împachetată într-o folie de plumb umectată cu mercur şi supusă timp de 10 ore unei presiuni moderate de ulei; astfel se formează un aliaj Pb-Hg, care reprezintă o cămaşă ductilă. Proba este din nou supusă unei presiuni hidrostatice şi simultan unei presiuni uniaxiale, obţinînd astfel o densitate de 97%. Important este faptul că prin aceste solicitări mecanice alinierea magnetică, în urma acţiunii cîmpului magnetic, nu este afectată, anizotropia obţinută fiind menţinută. Tehnologia descrisă a fost elaborată de Uzinele Philips, obţinînd energii magnetice de 18,5 şi 20,2 MGsOe.

Influenţa atmosferei la elaborare şi a oxigenului este discutată, arătînd că în lipsa oxigenului cîmpul coercitiv rămîne practic constant la variaţii de temperatură chiar pînă la 150°C, cît timp în prezenţa oxigenului cîmpul coercitiv scade simţitor chiar la 100°C [8].

Figura 6 arată curba de demagnetizare pentru compusul $SmCo_5$ avînd o energie de 20,2 MGs Oe. Aceasta este cea mai mare energie magnetică cunoscută pînă astăzi.

a) Magneţi din compuşii intermetalici sinterizaţi. Aproape simultan cu metoda presării s-a elaborat şi o altă tehnologie de către firma Raytheon Co SUA [9] pentru obţinerea magneţilor prin sinterizare. Aliajul topit în cuptor de înaltă frecvenţă, în creuzet de alumină pură şi în atmosferă de heliu se macină în mori vibrante într-o soluţie de toluen, la dimensiuni de ordinul monodomeniilor, toluenul fiind apoi îndepărtat cu ajutorul pompelor de vid. Particulele împachetate sînt supuse acţiunii unui cîmp magnetic de 10 000 Oe pentru orientare, în direcţia cîmpului magnetic. Acoperirea particulelor cu un strat subţire de cositor dă rezultate bune.

Se arată că magneţi avînd particule sub 10μm, presate cu 8 tf/cm², sinterizaţi o oră, la aproximativ 1000°C, în atmosferă inertă, au o densitate de aproape 100% şi caracteristici magnetice optime de: $B_r = 8\,000 \ldots 9000$ Gs; $H_c = 8\,000 \ldots 9\,000$ Oe; $(BH)_{max} = 20$ MGsOe.

Valorile obţinute în laborator au atins energii magnetice cuprinse între 16 şi 20 MGsOe şi cîmp coercitiv intrinsec de 25 000 Oe.

După cum se constată prin ambele metode descrise se pot obţine energii magnetice echivalente şi o densificare de aproape 100%; la o densificare de 70% energia magnetică ar scădea la jumătate.

Este de reţinut faptul că după magneţii din ferite, este primul caz cînd se pot obţine energii magnetice apropiate de cele teoretic calculate. Numai studii bine aprofundate şi raţional conduse puteau duce la rezultate atît de bune, ţinînd seamă de numărul mare de factori, care afectează şi în cazul pulberilor, caracteristicile finale ale produsului, ca:

— obţinerea compoziţiei optime;
— tehnologia de elaborare în cuptorul de topire;

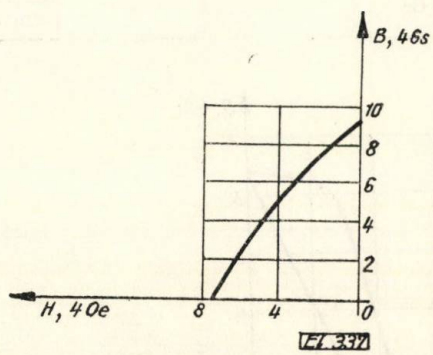


Fig. 6. Curba de demagnetizare pentru aliajul $SmCo_5$ cu energie maximă de 20,2 MGsOe. ($B_r = 9\,300$ Gs; $H_c = 7\,800$ Oe; $(BH)_{max} = 20,2$ MGsOe)

— metoda şi durata măcinării;
— mărimea particulelor;
— alinierea particulelor;
— presiunile aplicate;
— tratamentele termice;
— influenţa gazelor.

Tabela 3

Caracteristicile magnetice ale unor compuşi intermetalici RCo_5

	YCo_5	$LaCo_5$	$CcCo_5$	$PrCo_5$	$SmCo_5$	$MRCo_5$	$Sm\,Co_{3,5}\,Cu_{1,35}\,F_{0,4}$	$Ce_{1,05}\,Co_{4,25}\,Cu_{0,75}$
Valori teoretice limită								
$(BH)_{max}$ (MGsOe) $d = 100\,\%$	28,1	20,6	14,8	36,0	23,4	19,8	11,5	10,5
$(BH)_{max}$ (mWs/cm³) $d = 100\,\%$	224	165	118	288	186	158	90	84
$(BH)_{max}$ (MGsOe) $d = 70\,\%$	13,8	10,1	7,2	17,6	11,4	9,7	5,6	5,1
$(BH)_{max}$ (mWs/cm³) $d = 70$	110	81,0	58,0	140,0	91,0	77,5	44,8	40,8
Valori maxime								
IH_c (Oe)	6700	3600	2800	10000	25000	4750	28700	10500
IH_c (A/cm)	5350	2870	2240	8000	20000	3780	23000	8400
Valori optime experimentale								
IH_c (Oe)	2650			3870	10200	2010	5500	3750
IH_c (A/cm)	2120			3080	8120	1610	4400	3000
BH_c (Oe)	1600			3260	7800	1620	4000	3250
BH_c (A/cm)	1280			2510	6350	1290	3200	2600
γ (g/cm³)	4,85			5,1	8,2	5,1	½8,5	½8,5
d (%)	64			61	95	61,4	½100	½100
$(BH)_{max}$ MGsOe	1,5			6,6	20,2	2,34	8,8	8,0
$(BH)_{max}$ mW s/cm³	12,0			53,0	163,0	18,7	70,5	64,0

Rezultatele bune obţinute cu pulberile aliajului $SmCo_5$ fac ca eforturile pentru fabricaţia în serie să fie îndreptate la găsirea tehnologiilor adecvate folosind pulberile şi nu produsul turnat. La magneţii din compuşii ceriului valorile obţinute prin turnare sînt promiţătoare.

Trebuie menţionat că şi alţi compuşi intermetalici sînt studiaţi; rezultatele sînt însă slabe. În tabela 3 se dau caracteristicile unor compuşi, indicînd valorile teoretic maxime şi cele practic obţinute. De reţinut cîmpurile coercitive foarte mari atît pentru aliajele discutate cît şi altele bazate pe compuşi din pămînturi rare.

b) Magneţi din compuşi mişmetal-cobalt. Metalele din pămînturi rare sînt foarte scumpe, în schimb mişmetalul este foarte ieftin, de aceea s-a căutat obţinerea unor magneţi folosind mişmetal în locul metalului pur [10]. Cercetările au fost efectuate atît pentru magneţii turnaţi cît şi pentru cei din pulberile aliajului turnat, în condiţiile arătate pentru elementele pure. S-au obţinut unele rezultate, desigur mai slabe, însă cercetările sînt în curs, existînd oarecare optimism.

3. Consideraţii economice şi domenii de aplicaţie

Marele dezavantaj al magneţilor din pămînturi rare cu cobalt, îl constituie preţul lor ridicat; acest preţ nu se datoreşte rarităţii pămînturilor rare, aşa cum spune denumirea, ci tehnologiei complicate de separare şi faptului că nu s-au cunoscut aplicaţii importante. Se aşteaptă acum o reducere simţitoare a preţurilor folosind metode de exploatare raţionale. Oricît s-ar reduce însă preţul de revenire, luînd de exemplu samariul, el va fi mult mai scump decît cobaltul, ceea ce înseamnă că preţul magneţilor va fi superior celor din aliajele Alnico. De aici rezultă că magneţii din aceşti compuşi nu vor înlocui cei din aliajele Alnico sau cei din ferite ci vor exista ca o clasă superioară, fiind folosiţi acolo unde se cer cîmpuri corecitive şi energii magnetice mari. În primul rînd ei vor înlocui magneţii din platin-cobalt, fiindu-le superiori atît ca cîmp coercitiv cît şi ca energie magnetică. În plus ei vor fi folosiţi în anumite circuite magnetice pentru devierea electronilor (la magnetroane) la crearea unor cîmpuri foarte puternice, de ordinul a zecilor de mii de Oerstezi în întrefier, la micromaşini etc. Micromaşinile reproiectate pentru acest tip de magnet vor lua o răspîndire mare pentru multiplele avantaje faţă de cele convenţionale, ca cuplu mai bun, siguranţă în serviciu, lipsa contactelor alunecătoare şi a periilor a bobinajelor (surse de defecte). Economia curentului de excitaţie va compensa cu timpul preţul ridicat al magnetului.

În ceea ce priveşte performanţele magnetice, noi considerăm energii magnetice de 12 ... 14 MGsOe pentru magneţii fabricaţi în serie din $SmCo_5$, ceea ce înseamnă o energie dublă faţă de ce se obţine astăzi.

4. Concluzii

Magneţii din compuşii pămînturilor rare reprezintă o realizare importantă a tehnicii moderne, asigurînd obţinerea unor energii magnetice aproape de două ori mai mare decît cele obţinute cu aliajele devenite clasice.

Preţul pămînturilor rare va scădea simţitor la o exploatare raţională.

Magneţii din compuşii pămînturilor rare vor forma o grupă superioară, cu energii magnetice

mari, înlocuind magneţii din platin-cobalt şi creind noi domenii de folosire.

Ţinînd seamă de zăcămintele de samariu din ţară, nefolosite pînă astăzi, considerăm utilă începerea neîntîrziată a cercetării în ţară pentru realizarea acestor magneţi.Perspectivele pentru exportul acestor magneţi sau a unor produse finite în care intră astfel de magneţi sînt promiţătoare.

Ar trebui studiate şi posibilităţile de exploatare a zăcămintelor pămînturilor rare eventual la export.

Bibliografie

[1] *Strnat, K. J.* Entwicklung von Dauermagneten auf der Basis von Kobalt und Seltenen Erden. În : Z. für Metallkunde, nr. 6, 1970, p. 461—470.

[2] *Nesbitt, E. A.* Permanent magnetic materials containing rare-earth. În : J. appl. Phys. nr. 3, 1969, p. 1259—1265

[3] *Nesbitt, E. A.* ş.a. Effect of processing on permanent magnet materials containing rare-earth metals. În : J. appl. Phys., nr. 10, 1969, p. 4006—4009.

[4] *Hofer, F.* Dauermagnetwerkstoffe aus Legierungen der Seltenen Erdmetallen. În : Z. ang. Phys. nr. 1, 1970, p. 26—32.

[5] *Nesbitt, E. A.* ş.a. Further magnetic and thermal studies of cast rare-earth permanent magnets. În : J. appl. Phys., nr. 3, 1970, p. 1107—1108.

[6] *Buschow, K. H. J., Velge W. A. J.* Permanent magnet materials of rare-erath-cobalt compounds. În : Z. ang. Phys. nr. 2, 1969, p. 157—160.

[7] *Buschow, K. H. J.* ş.a. Preparation of $SmCo_5$ permanet magnets. În : J. app. Phys., nr. 10, 1969, p. 4029—4032.

[8] *Westendorp, F. F.* Nonaging cold-pressed $SmCo_5$ magnets. În : I.E.E.E. Trans. Magnetics, nr. 3, 1970, p. 472—474.

[9] *Das Dilip, K.* Twenty million energy product samarium-cobalt magnets. În : I.E.E.E. Trans. Magnetics, nr. 3, 1969, p. 214—216.

[10] *Mc. Caig.* Experiment on RCo_5 and related compounds with permanent magnet properties. În : Magnetics nr. 2, 1970, p. 198—201.

Intrat în redacţie la 17. V. 1971

Contribuţii la studiul tensiunii de aprindere a tuburilor fluorescente alimentate cu tensiuni cu frecvenţe ridicate

SILVIU M. PUŞCAŞU* — Craiova

CZ 621.327.534.15.032.43

Într-o serie de lucrări [1], [2], [3], [10] [11], [12] s-au arătat avantajele alimentării tuburilor fluorescente cu tensiuni cu frecvenţe ridicate, dintre care cele mai importante sînt :

a) eficacitate luminoasă ridicată ;

b) durată de funcţionare sporită ;

c) eliminarea pîlpîirii şi deci absenţa efectului stroboscopic ;

d) utilizarea unor balasturi cu gabarit foarte redus.

O problemă importantă, în general în cazul tuburilor cu descărcări în gaze din care fac parte şi tuburile fluorescente, este stabilirea elementelor care influenţează şi determină valoarea tensiunii de aprindere. Studiul acesteia, în schemele cu alimentare cu tensiuni cu frecvenţe ridicate prezintă un interes deosebit prin faptul că proprietăţile mediului de descărcare din interiorul tubului depind într-un anumit fel de frecvenţă şi este de aşteptat să existe o anumită dependenţă a tensiunii de aprindere de acest parametru electric. De asemenea avînd în vedere dependenţa proprietăţilor plasmei coloanei pozitive şi de temperatură este util să se coreleze aceşti doi factori fizici în determinarea influenţei lor asupra tensiunii de aprindere. Pînă în prezent s-a studiat tensiunea de aprindere mai ales la tuburile fluorescente cu puteri de 40 W şi în special la frecvenţa de 50 Hz, neefectuîndu-se încercări complete pentru tuburile de putere mai mici ca cele de exemplu de 20 W des folosite în prezent într-o serie de instalaţii de iluminat industrial, comercial şi de instituţii şi care se pretează în alimentarea cu tensiuni cu frecvenţe ridicate. Menţionăm că astfel de tuburi se fabrică, în mod curent şi în ţara noastră la fabrica „Electrofar" din Bucureşti. În final, studiul prezintă importanţă pentru alegerea şi dimensionarea schemelor de aprindere, precum şi pentru alegerea sistemelor de alimentare.

1. Bazele fizice ale aprinderii tuburilor cu descărcări electrice în gaze

Se ştie că aprinderea sau amorsarea este o modificare bruscă a regimului normal al unei descărcări electrice în gaze însoţită de producerea unor fenomene luminoase. În mod frecvent aprinderea se produce la trecerea de la descărcarea latentă la descărcarea luminescentă, sau de la aceasta la cea în formă de arc. Aprinderea se produce pentru o valoare minimă (critică) a tensiunii aplicate între electrozii tubului, denumită tensiune de aprindere. Ea

* Conf. dr. ing. *S. Puşcaşu* este şeful Catedrei de electrotehnică, Facultatea de electrotehnică, Universitatea din Craiova.

depinde de natura şi presiunea gazului sau a amestecului de gaze din interiorul tubului, de distanţa dintre electrozi, de proprietăţile lor emisive, de felul curentului. În cazul descărcării latente, potenţialul de aprindere al anodului este dat de expresia :

$$V_{ap} = \frac{1}{\eta} \ln \frac{1}{\beta}, \qquad (1)$$

unde :

η este coeficientul de ionizare al gazului şi depinde de natura acestuia, de presiunea lui, p_0, de intensitatea cîmpului electric dintre electrozi E, de forma tubului de descărcare, $\eta = \frac{\alpha}{E}$;

α — coeficientul lui Townsend ;

β — un coeficient care reprezintă numărul de electroni emişi de pe suprafaţa catodului pentru un ion format în spaţiul dintre electrozi şi depinde de natura materialului din care sînt confecţionaţi aceştia, de forma lor, de natura şi presiunea gazului, precum şi de intensitatea cîmpului electric.

Valorile lui η, la temperatura de 0°C, pentru diferite gaze sînt exprimate în funcţie de raportul $\frac{E}{p_0}$ (fig. 1). Coeficientul β se exprimă în funcţie de acelaşi raport însă pentru unele gaze, de exemplu pentru argon (fig. 2) el are valori, practic constante astfel că, ţinînd seama

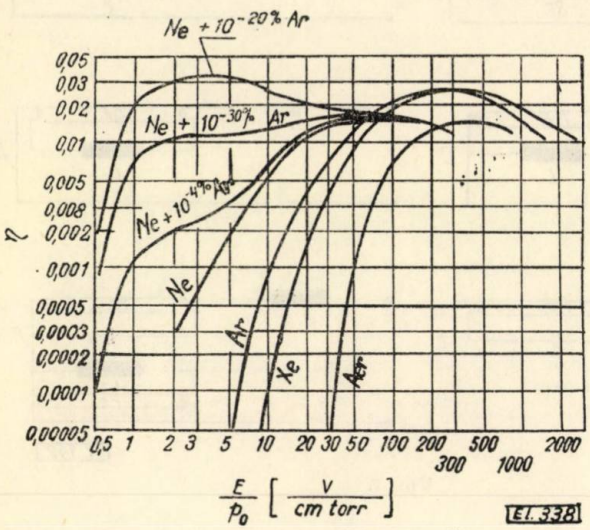


Fig. 1

de (1) V_{ap} depinde direct numai de $\frac{1}{\eta}$. Se subliniază faptul că relaţia (1) este valabilă numai pentru electrozii sub formă de plane infinite. Ţinînd seama de variaţia neuniformă a lui η de-alungul unui tub cu electrozi reali, definirea lui V_{ap} se face mai corect cu relaţia :

$$\int_{V_0}^{V_{ap}} \eta \cdot dV = \ln\left(\frac{1}{\beta} + 1\right). \qquad (2)$$

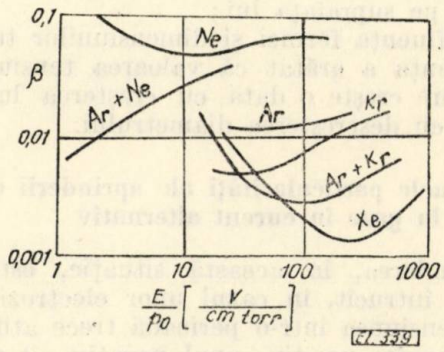


Fig. 2

Relaţia este valabilă totuşi în condiţiile unei neuniformităţi reduse a variaţiei lui η, astfel încît studiile experimentale au arătat că este mai indicată folosirea unei relaţii care să exprime dependenţa lui V_{ap} de presiunea p_0 a gazului şi de distanţa d dintre electrozi (formula lui Paschen) :

$$V_{ap} = f(p_0, d). \qquad (3)$$

În figura 3 sînt reprezentate curbele descrise de formula (3) pentru diferite gaze sau amestecuri de gaze. Valorile lui V_{ap} deduse din aceste curbe diferă totuşi de valorile reale ale tensiunilor de aprindere ale lămpilor cu descărcări în gaze folosite ca izvoare de lumină, datorită următoarelor cauze :

a) influenţa impurităţilor prezente în gazul de descărcare care modifică potenţialul de ionizare ;

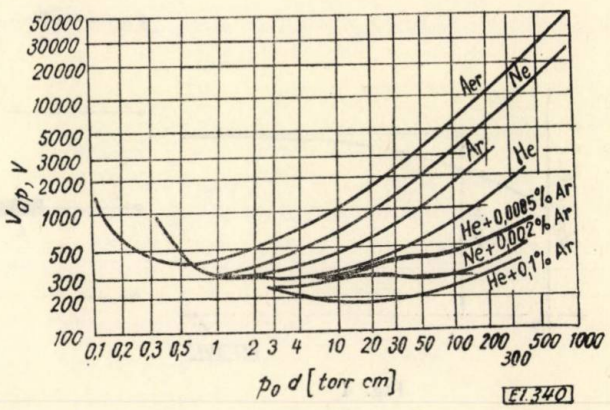


Fig. 3

b) influenţa impurităţilor de pe suprafaţa electrozilor care modifică valoarea lucrului de ieşire al catodului (se ştie că elementele electronegative măresc acest lucru, în timp ce cele electropozitive îl micşorează) ;

c) activarea electrozilor cu metale alcaline şi alcaline-feroase, în cazul umplerii cu neon

şi heliu conduce la reducerea tensiunii de aprindere;

d) influenţa peretelui tubului care prezintă, superficial, sarcini electrice libere ce deformează cîmpul şi favorizează recombinarea masivă a ionilor pe suprafaţa lui;

e) influenţa formei şi dimensiunilor tubului. Experienţa a arătat că valoarea tensiunii de aprindere creşte o dată cu creşterea lungimii sale şi cu descreşterea diametrului.

2. Unele particularităţi ale aprinderii descărcărilor în gaze în curent alternativ

Aprinderea, în această situaţie, este mai dificilă întrucît, în cazul unor electrozi simetrici, tensiunea într-o perioadă trece atît printr-un maxim pozitiv, unul negativ, cît şi prin zero. Aprinderea are loc deci de două ori într-o perioadă, iar uneori este posibil ca trecerea tensiunii prin zero să coincidă cu pauza în trecerea curentului prin spaţiul de descărcare. Durata acestei pauze este condiţionată de valoarea tensiunii la care descărcarea încetează şi de ionizarea remanentă în spaţiul de descărcare. Utilizînd o tensiune sinusoidală, valoarea efectivă pentru care se produce aprinderea iniţială este de $\sqrt{2}$ ori mai mare decît tensiunea în C. C. Pentru perioadele următoare, aprinderea descărcării se realizează, de obicei, cu tensiuni mai scăzute care depind de forma şi de regimul descărcării. În figura 4 este reprezentată tensiunea de aprindere U_{ap} în curent alternativ în funcţie de timpul t considerat din momentul încetării descărcării pînă la trecerea valorii curentului prin zero. Este uşor de observat că cu creşterea timpului $U_{ap}(t)$ tinde asimptotic către valoarea de regim permanent care corespunde aprinderii iniţiale U_{ap0}. Este de reţinut de asemenea faptul foarte important că tensiunea de aprindere la tuburile fluorescente alimentate în curent alternativ depinde şi de forma curbei tensiunii sistemului de alimentare, de parametrii circuitului electric în care este conectat şi evident, datorită proceselor intime din mediul de descărcare — ionizări, recombinări — şi de rapiditatea desfăşurării acestora, deci de frecvenţă.

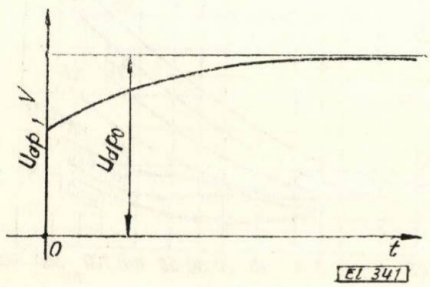


Fig. 4

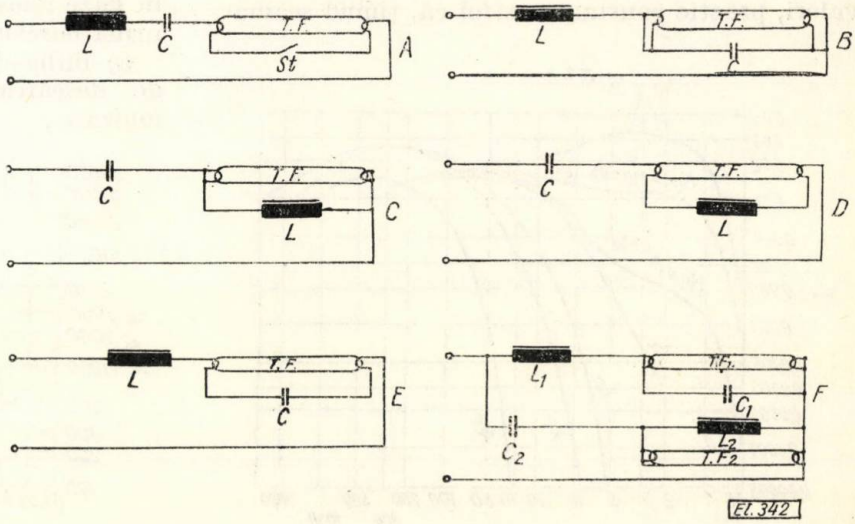
3. Particularităţi ale schemelor de aprindere ale tuburilor fluorescente alimentate cu tensiuni cu frecvenţă ridicată.

Tuburile fluorescente alimentate cu tensiuni cu frecvenţe ridicate pot funcţiona în două tipuri fundamentale de scheme:

— cu pornire instantanee (fără electrozi preîncălziţi);

— cu pornire rapidă (cu electrozi preîncălziţi).

a) Schemele cu pornire instantanee (fără electrozi preîncălziţi). Acestea sînt, de fapt, circuite rezonante, dintre care cele mai folosite sînt cele reprezentate în figura 5. În acest caz aprinderea se datoreşte, exclusiv, creşterii brusce a tensiunii la bornele tubului pînă la atingerea valorii critice. În această situaţie, evident nu poate fi vorba de vreo influenţă directă a valorii unui curent de încălzire propriu al filamentelor asupra valorii tensiunii de aprindere. O astfel de influenţă se manifestă din partea curentului care străbate efectiv lampa, atît în perioada tranzitorie de pornire, cît şi în regim normal (în acest ultim caz numai pentru reaprinderile repetate la intervale mici de timp) şi care se închide efectiv prin lampă şi unele elemente ale circuitului de rezonanţă. Aşa cum rezultă şi din figura 5 întotdeauna în schemele cu rezonanţă există o reactanţă legată în serie cu tubul, iar o alta în derivaţie



Fia. 5

cu el. De obicei, una are caracter inductiv, cealaltă caracter capacitiv. Problema fundamentală a calculului unei astfel de scheme constă în determinarea parametrilor electrici ai acestor elemente în aşa fel încît, pe de o parte să

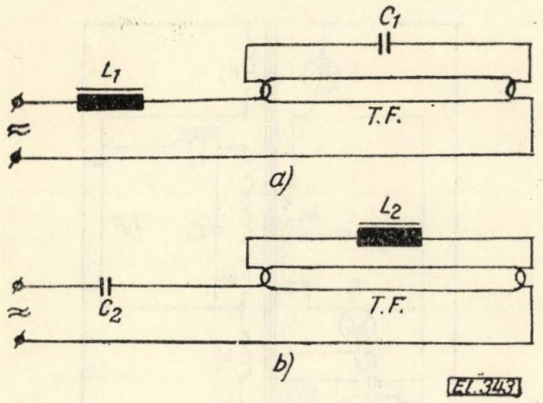


Fig. 6

se asigure tensiunea şi curentul corespunzător regimului de aprindere, iar pe de alta să se asigure, în continuare, regimul normal de lucru, aşa cum se arată de către A. M. Troiţchy în [8]. Calculul parametrilor schemei, conduce în prima etapă la exprimarea lor în funcţie de mărimile electrice care determină ambele regimuri de lucru : tensiunea şi curentul de aprindere, tensiunea şi curentul de regim normal. Se vor considera schemele de bază din figura 6 *a*, *b*, Notînd cu X_L reactanţa inductivă a bobinelor L_1 sau L_2, cu r_L rezistenţele lor ohmice şi considerînd cu suficientă exactitate tubul fluorescent ca o sarcină activă cu rezistenţa electrozilor r_l atunci schema echivalentă de calcul în general, indiferent de regimul de lucru, este reprezentată în figura 7 în care $\underline{U}$ este tensiunea reţelei de alimentare, iar $\underline{I}$ curentul prin lampă. Tensiunile şi curenţii pot fi consideraţi practic sinusoidali, deformarea formei undei de tensiune şi curent introdusă de

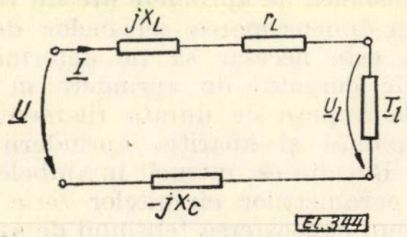


Fig. 7

descărcarea prin tub putînd fi considerată neglijabilă (lucru observabil la osciloscop). Pentru schema din figura 7 se obţine relaţia simplă :

$$\underline{U} = I\,[r_L + r_l + \mathrm{j}(X_L - X_C)], \quad \text{sau :}$$

$$U = I\sqrt{(r_L + r_l)^2 + X_L - X_C)^2}. \qquad (4)$$

De unde rezultă, de asemenea :

$$X_L = X_C \pm \sqrt{U^2 - I^2\,(r_L + r_l)^2} \qquad (5)$$

sau :

$$X_C = X_L \mp \sqrt{U^2 - I^2\,(r_L + r_l)^2}. \qquad (6)$$

Este observabil că pentru semnul plus în (1) şi minus în (2) impedanţa de intrare are un caracter inductiv, iar în caz contrar unul capacitiv. Întotdeauna, elementul serie are rol şi de balast indiferent că este o reactanţă capacitivă sau inductivă. Notînd cu X_b reactanţa sa, iar cu X_p reactanţa elementului conectat în paralel cu tubul şi ţinînd seama de (5) şi (6) se obţin :

$$X_b = X_p \pm \sqrt{\frac{U^2}{I^2} - (R_1 + r_L)^2}. \qquad (7)$$

Schemele echivalente, la pornire, conţin doar acele elemente cărora li se aplică efectiv tensiunea de pornire (la bornele tubului). Se convine ca atunci cînd se consideră caracterul impedanţei de intrare a întregului circuit exprimat prin caracterul reactanţei balastului, $X_b >$

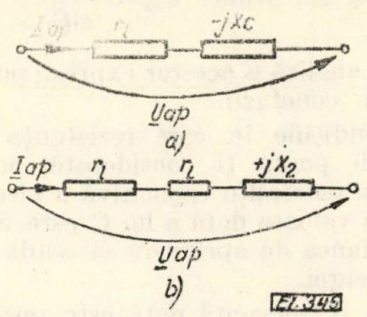


Fig. 8

$> X_p$ (deci pozitiv), iar atunci cînd este determinat prin caracterul elementului în paralel $X_b < X_p$ (deci negativ). În cazul caracterului inductiv schema de calcul a regimului de pornire este reprezentată în figura 8 a, iar în cazul caracterului capacitiv în figura 8 b. Ca urmare se va putea scrie :

$$U_{ap} = I_{ap}\sqrt{r_l^2 + X_C^2}, \text{ (pentru scheme cu (caracter inductiv); } \qquad (8)$$

$$U_{ap} = I_{ap}\sqrt{(r_l + r_L)^2 + X_L^2}, \text{ (pentru scheme cu caracter capacitiv). } \qquad (9)$$

Ţinînd seama de relaţiile (5) şi (6) în care se înlocuieşte I cu I_{ap} obţinut prin rezolvarea ecuaţiilor (8) şi (9) se obţin, în continuare, relaţiile :

$$X_L = X_C \left[1 \pm \right.$$

$$\left. \pm \frac{1}{U_{ap}}\sqrt{U^2 - \frac{r_l^2}{X_C^2}\left[U_{ap}^2\left(1 + \frac{r_L}{r_l}\right)^2 - U^2\right]}\right] \qquad (10)$$

$$X_C = X_L\left[1 \mp \frac{1}{U_{ap}}\sqrt{U^2 - \frac{(r_l+r_l)^2}{X_L^2}(U_{ap}^2 - U^2)}\right] \quad (11)$$

Dacă $r_l \ll X_C$ şi $r_l + r_L \ll X_L$ atunci din (10) şi (11) rezultă :

$$X_b = X_p\left(1 \pm \frac{U}{U_{ap}}\right). \quad (12)$$

Din relaţiile (8), (9) se vede că tensiunea de aprindere depinde explicit atît de curentul de aprindere I_{ap}, cît şi de parametrii electrici ai schemei de aprindere, C, L, f, r_l, r_L. Dependenţa lui U_{ap} de I_{ap}, în acest caz este nesemnificativă întrucît, de fapt, I_{ap} depinde nemijlocit de U_{ap}. Se va lua în considerare relaţia (8) scrisă sub forma :

$$U_{ap} = I_{aP}\, X_C \sqrt{\left(\frac{r_l}{X_c}\right)^2 + 1}$$

sau :

$$U_{ap} = \frac{I_{aP}}{\omega C} r_l \sqrt{\omega^2 C^2 + 1}. \quad (13)$$

Dacă $r_l \ll X_C$, atunci $U_{ap} \approx \dfrac{I_{ap}}{\omega C}$.

Din simpla analiză a acestor expresii pot fi trase următoarele concluzii.

a) În condiţiile în care rezistenţa electrozilor lămpii poate fi considerată neglijabilă în raport cu reactanţa capacitivă a elementului paralel la o valoare dată a lui C este de aşteptat ca tensiunea de aprindere să scadă cu creşterea frecvenţei.

b) La o frecvenţă dată este posibilă obţinerea unei tensiuni de aprindere mai reduse cu condiţia utilizării unor capacităţi mai mari, dar nu peste limita la care elementul paralel şuntează tubul.

c) În cazul în care r_L este comparabil cu X_p (lucru posibil în domeniul frecvenţelor cu valori spre limita maximă a diapazonului folosit şi la valori ridicate ale capacităţii, deci cu $r_l^2\omega^2C^2 \gg 1$), atunci este de aşteptat ca tensiunea de aprindere să crească o dată cu creşterea frecvenţei. Luînd în considerare relaţia (9) se va putea scrie :

$$U_{ap} = I_{ap}\, X_L \sqrt{\left(\frac{r_l + r_L}{X_L}\right)^2 + 1} \quad (14)$$

sau :

$$U_{ap} = \omega\, I_{ap} L \sqrt{\left(\frac{r_l + r_L}{X_L}\right)^2 + 1}. \quad (15)$$

Bobinele folosite în circuitele cu rezonanţă se realizează pe miezuri de ferită de foarte bună calitate, deci cu pierderi foarte mici astfel încît r_L este foarte redus, mai mic chiar decît r_l şi de aceea (14) mai poate fi scrisă şi sub forma :

$$U_{ap} \approx \omega\, I_{ap} \cdot L. \quad (16)$$

Rezultă de aici că la o inductivitate dată este

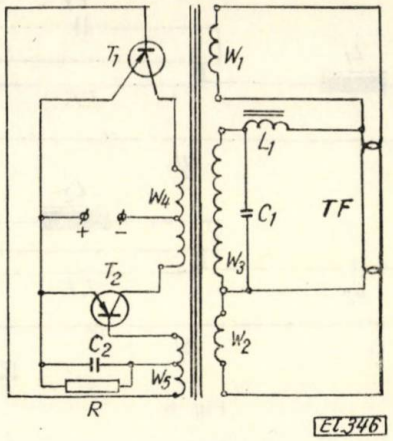


Fig. 9

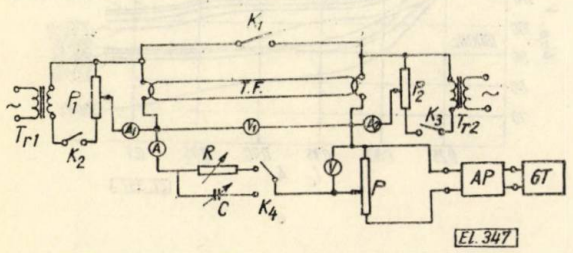
de aşteptat ca valoarea tensiunii de aprindere să crească o dată cu creşterea frecvenţei. Micşorarea tensiunii de aprindere este evidentă pentru valori mai reduse ale lui L, dar pînă la limita pentru care reactanţa X_L nu şuntează tubul.

b) *Schemele cu pornire rapidă.* Acestea se caracterizează prin aceea că au filamentele permanent alimentate de la înfăşurări speciale ale unor transformatoare care fac parte din sistemul de alimentare. În figura 9 este prezentată o astfel de schemă, unde W_1 şi W_2 sînt înfăşurările de încălzire, iar L_1 şi C_1 au rolul unor elemente de circuit rezonant (în regimul tranzitoriu de aprindere). Ulterior, în regim permanent L_1 îndeplineşte funcţia de balast. În astfel de scheme, curentul de aprindere joacă un rol important în ceea ce priveşte influenţarea tensiunii de aprindere. De fapt, aşa după cum se vede din expresiile (10), (11) şi (12) tensiunea de aprindere are un rol determinant în dimensionarea schemelor de aprindere. Ea este necesar să fie determinată în funcţie de curentul de aprindere în limitele admisibile impuse de durata filamentelor (limita maximă) şi apariţia aprinderii (limita minimă). Rezultă că, întrucît în ambele scheme calculul parametrilor circuitelor serie şi derivaţie impun cunoaşterea tensiunii de aprindere, studiul ei experimental în care se ţine seama şi de alte influenţe (temperaturi, forma undei, deci tip de balast), este foarte importantă.

4. Schema experimentală.

Pentru determinarea experimentală a tensiunii de aprindere a fost necesară o instalaţie care să permită reglarea continuă atît a ten-

siunii de alimentare, cît şi a curentului de încălzire al filamentelor. În plus, pentru obţinerea unui diapazon adecvat de frecvenţă, sursa de alimentare a fost aleasă corespunzător.



Fig, 10

T.F. – tub fluorescent de încercat; Tr_1, Tr_2 – transformatoare de alimentare 220/15; 9; 6; 3; 1,5 V; K_1, K_2, K_3, K_4 – comutatoare; P_1, P_2 – potenţiometre METRA 2×13 Ω; 6,3 A; P_1 – potenţiometru METRA 3500 Ω; 0,4 A; *AP* – amplificator de putere "ELECTROMAGNETICA", 150 – 200 W; *C* – cutie de condensatoare etalon FOK-GYEM TIP TR-9301 (11 μF + 1,1 μF + 110 nF + 11 nF + 1150 pF); *R* – rezistenţă variabilă METRA 2×5700 Ω (1A) + 10.000 Ω (0,25 A); V_1 – volmetru electronic ORION EMG 1341/G; *V* – volmetru electronic ORION EMG 1341/G; A_1, A_2, A – ampermetre METRA Δu 10; *G. T.* – generator de audiofrecvenţă TESLA BM 344

Schema este prezentată în figura 10. Pentru a studia aprinderea şi în funcţie de temeperaturi diferite atît ale peretelui exterior al tubului, cît şi ale mediului ambiant, s-a folosit — pentru temperaturi mai ridicate decît cele normale — un bazin metalic umplut cu apă distilată prevăzut cu o rezistenţă electrică de încălzire care absoarbe puterea de 2 kW la 220 V legată într-un circuit de reglare comandat de un termometru cu mercur cu contact metalic, cu rezervorul aplicat pe tub. În acest fel s-au putut menţine valori practic constante ale temperaturii peretelui şi mediului ambiant în gama de valori cuprinse între + 25°C şi +60°C, cu o abatere de ±0,5°C. S-a lucrat cu temperaturile de +25°C; +40°C şi +60°C. Pentru lucrul la valori mai scăzute ale temperaturii decît cea corespunzătoare regimului normal, s-a folosit un frigider „Saratov" care a permis realizarea unui regim controlabil de temperatură în gama de la +10°C la −10°C. Măsurarea mărimilor electrice la frecvenţele corespunzătoare diapazonului considerat s-a făcut cu instrumente electronice. Practic, în diapazonul de frecvenţe considerat eroarea de citire la instrumente, nu a depăşit ±2,5%.

5. Rezultatele experimentale

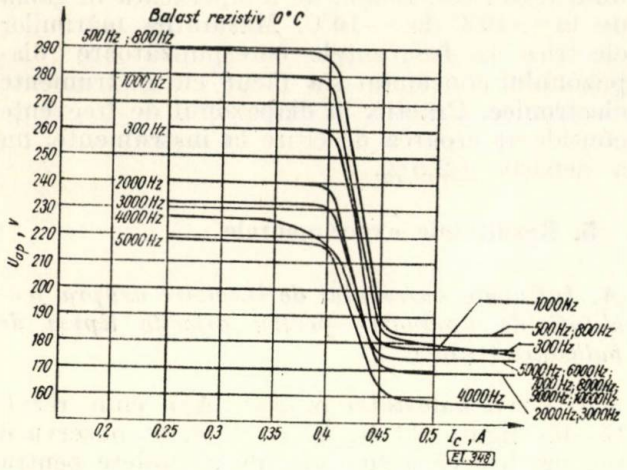
A. Influenţa curentului de încălzire asupra tensiunii de aprindere pentru diferite tipuri de balasturi (tabela 1)

a) Cazul balastului rezistiv. Aşa cum rezultă din figura 11 a, b, c, d, e, se observă o scădere bruscă a tensiunii de aprindere pentru curenţi de încălzire variind între 0,4 şi 0,5A. În general, pentru întreaga gamă de frecvenţe la curenţi de încălzire cu valori între 0,25 şi 0,4 A, tensiunile se menţin ridicate, valorile cele mai mici, în acest domeniu obţinîndu-se pentru frecvenţe cuprinse între 3000 şi 4000 Hz. Diferenţele dintre valorile tensiunii de aprindere la frecvenţe superioare sînt mai mici în domeniul curenţilor de încălzire mici (sub 0,4 A) şi mai mari pentru curenţi de încălzire pentru această limită. Tensiunile de aprindere sînt mici (sub 80 V) pentru curenţi de încălzire mai mari decît 0,5 A la frecvenţe cuprinse între 50 Hz şi 500 Hz. Analizînd tensiunea de aprindere la temperaturi mai ridicate şi anume de exemplu: la +40°C se observă o micşorare bruscă a acesteia, de data aceasta la curenţi de încălzire mai mici şi anume în jurul a circa 0,3 A. La curenţi mai mari decît 0,3 A şi la frecvenţe cuprinse între 300 şi 3000 Hz tensiunile de aprindere, deşi mult mai mici decît pentru cele corespunzătoare unor curenţi sub 0,3 A sînt mai ridicate decît cele care se obţin pentru frecvenţe cuprinse între 4000 şi 10 000 Hz

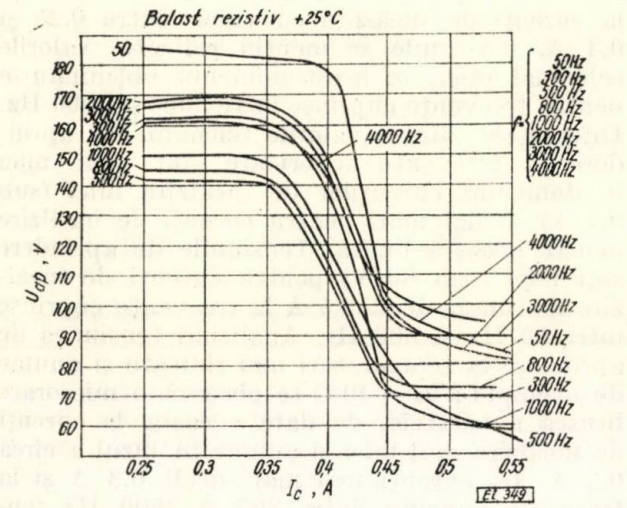
Tabela 1

Tensiunea de aprindere U_{ap} în V, în funcţie de temperatură (θ în °C) la diferiţi curenţi de încălzire I_c, frecvenţa f, pentru trei tipuri de balasturi:

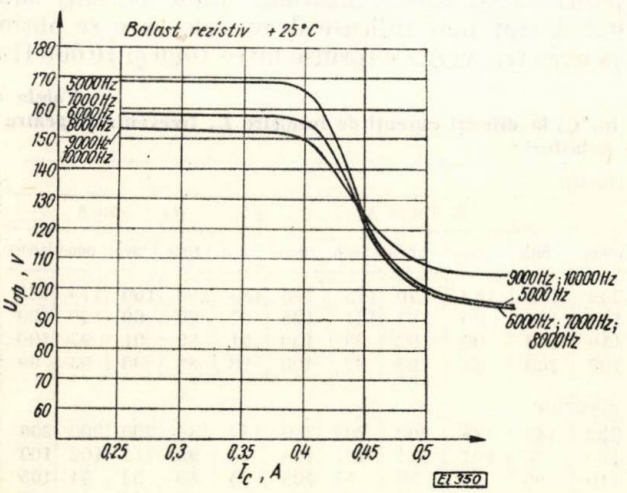
f, Hz / θ°C	I_c = 0,25 A					I_c = 0,40 A					I_c = 0,45 A					I_c = 0,50 A				
	500	1000	3000	5000	10000	300	1000	3000	5000	10000	300	1000	3000	5000	10 000	300	1000	3000	5000	10000
A. Balast rezistiv																				
0	290	280	232	218	209	288	278	231	217	209	185	180	170	175	198	185	180	160	175	185
+ 25	141	150	168	163	153	110	110	110	163	151	170	90	103	121	125	60	60	60	100	100
+ 40	118	112	119	118	137	95	92	94	99	110	100	90	92	98	109	91	89	91	97	100
+ 60	105	100	111	111	125	94	89	93	99	108	100	88	96	97	100	98	83	90	93	99
B. Balast capacitiv																				
0	250	250	240	230	222	270	270	230	228	222	142	138	200	202	200	142	138	200	200	200
+ 25	140	151	169	182	180	118	121	138	180	180	78	101	111	131	115	72	92	111	102	102
+ 40	118	122	111	109	128	100	94	60	58	110	96	91	56	55	108	95	89	54	54	105
+ 60	90	111	111	100	118	98	92	99	96	105	100	90	98	93	101	90	89	97	93	102
C. Balast inductiv																				
0	172	270	240	219	219	209	260	236	219	220	165	193	170	209	215	132	150	160	160	210
+ 25	150	152	152	152	172	118	120	138	148	158	80	105	118	120	135	70	92	106	112	119
+ 40	109	110	112	101	106	101	90	90	91	98	99	90	89	88	93	98	89	89	89	93
+ 60	90	83	90	98	120	88	78	84	92	109	83	77	81	89	101	91	76	80	85	101



a



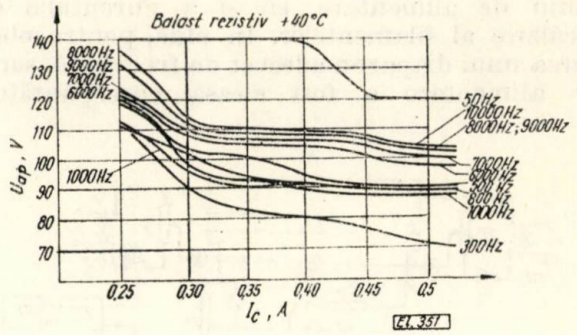
b



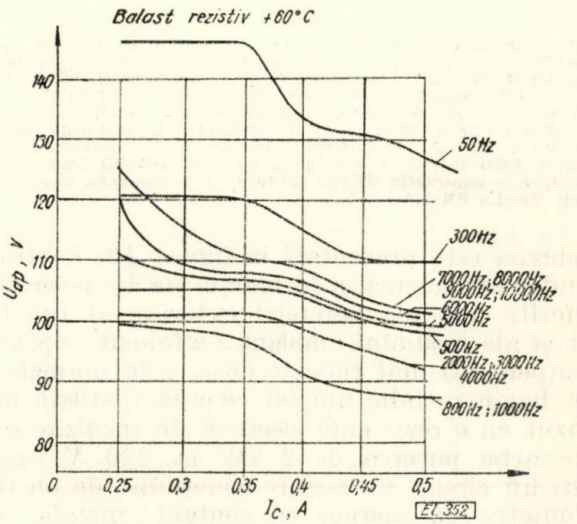
c

Fig. 11

Practic, tensiunea de aprindere pentru frecvenţe cuprinse între 4000 şi 7000 Hz rămîne, în medie, constantă şi egală cu circa



d

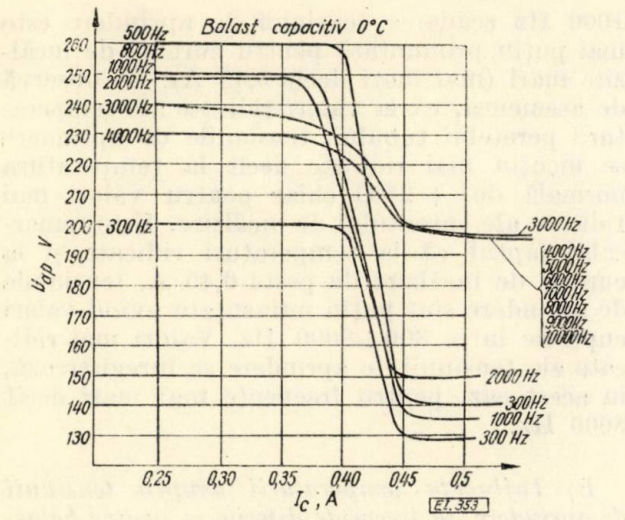


e

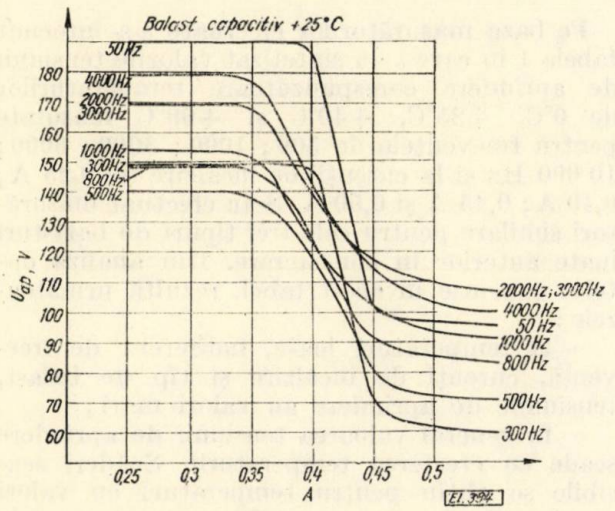
Fig. 11 d,e

80—100 V pentru curenţi de încălzire cuprinşi între 0,4 ÷ 0,5 A.

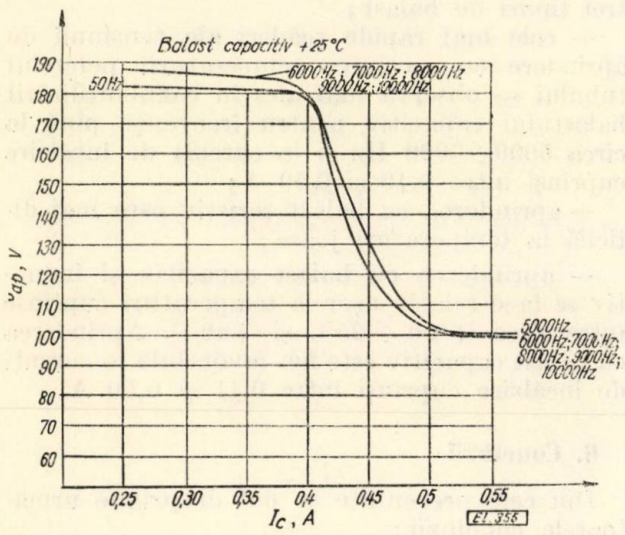
b) Cazul balastului capacitiv. Din curbele reprezentate în figurile 12 a, b, c, d, e rezultă o puternică influenţă a valorii curentului de încălzire în acest caz. Se observă că, la temperatura de + 25°C pentru frecvenţe pînă la circa 300 ÷ 4000 Hz şi la curenţi de încălzire cuprinşi între 0,25 şi 0,37 A tensiunea de aprindere variază relativ puţin, menţinîndu-se în medie, între 130 şi 160 V. La curenţi de încălzire în jurul valorii de 0,44 ÷ 0,46 A, tensiunea scade brusc la 70 ÷ 90 V. În domeniul frecvenţelor relativ mari (între 7000 Hz şi 10 000 Hz) şi la curenţi de încălzire care depăşesc circa 0,45 A, tensiunile de aprindere sînt, practic, independente de frecvenţă. În schimb, pentru frecvenţe variind între 300 Hz şi 1000 Hz, la curenţi de încălzire cuprinşi între 0,4 şi 0,5 A deşi tensiunile de aprindere scad brusc, ele depind sensibil de frecvenţă fiind, în general, mai mari cu cît frecvenţa este mai ridicată. La temperaturi mai ridicate, de exemplu, la + 60°C şi practic, independent de frecvenţă se observă o scădere bruscă a tensiunii de aprindere la curenţi de încălzire avînd valori în jurul a circa 0,3 A.



a



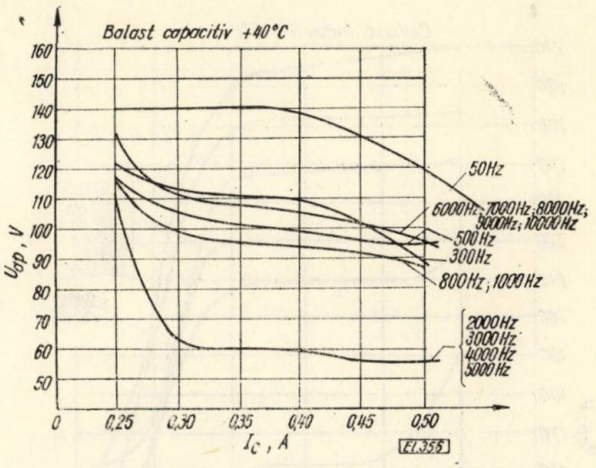
b



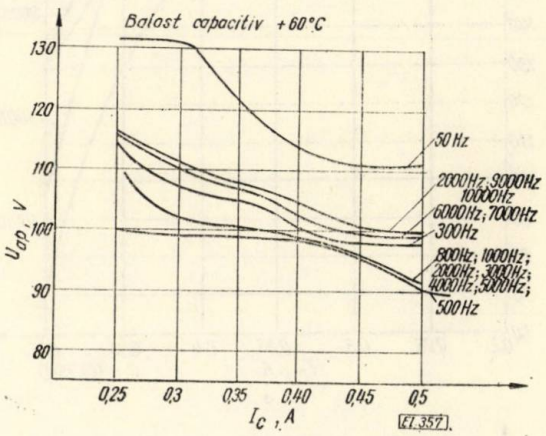
c

Fig. 12 a.b,c

În general, pentru curenţi de încălzire cuprinşi între 0,3 A şi 0,45 A, tensiunea de aprindere în domeniul frecvenţelor de la 800 Hz la 3000



d



e

Fig. 12 d,e

Hz se menţine constantă cu valori relativ reduse de 110÷120 V. La frecvenţele cuprinse între 4000 Hz şi 9000 Hz pentru aceeaşi curenţi de încălzire tensiunile de aprindere se menţin, de asemenea, practic constante, însă avînd valori mai mari de circa 118÷125 V.

c) Balast inductiv. Analizînd curbele prezentate în figura 13 a, b, c, d, rezultă că la temperaturi joase, pentru curenţi de încălzire cuprinşi între circa 0,25 A şi 0,4 A, în general tensiunile de aprindere sînt constante şi influenţate de frecvenţă pînă la circa 5000 Hz. La frecvenţe peste această valoare, influenţa frecvenţei nu mai este sensibilă. Tensiunea de aprindere scade brusc pentru valori ale curentului de încălzire situate în jurul lui 0,4 A. Pe măsură ce temperatura creşte scăderea tensiunii de aprindere este mai puţin pronunţată. La temperatura normală a mediului ambiant de + 25°C, la frecvenţe relativ joase, pînă la circa 1000 Hz se observă două scăderi brusce ale tensiunii de aprindere : una corespunzătoare valorii de circa 0,3 A a curentului de încălzire, alta corespunzătoare valorii de circa 0,4÷0,45 A a aceluiaşi curent. La frecvenţe mai mari decît

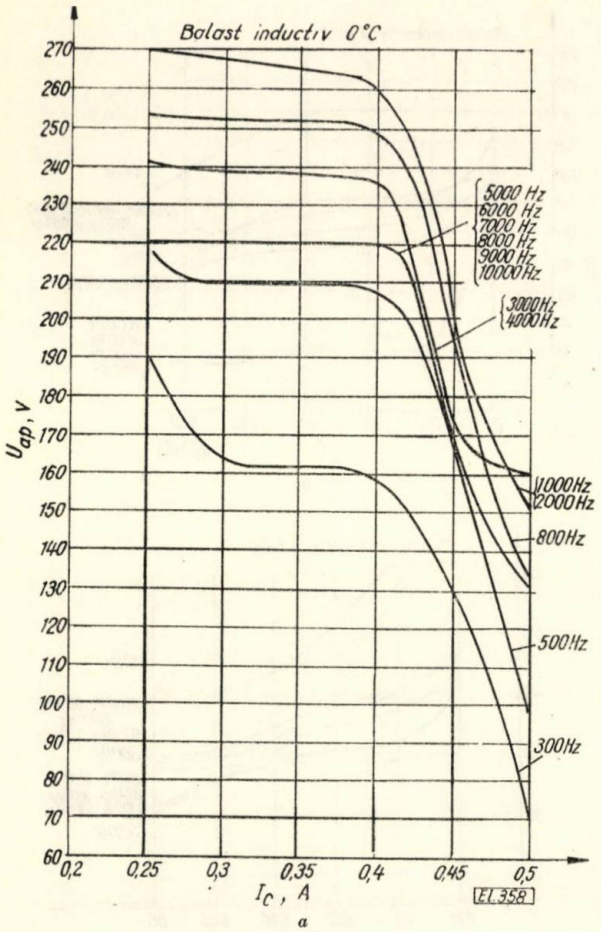


Fig. 13 a,b,c,

1000 Hz scăderea tensiunii de aprindere este mai puţin pronunţată pentru curenţi de încălzire mari (mai mari decît 0,45 A). Se observă de asemenea, că la valori ridicate ale temperaturii peretelui tubului, tensiunile de aprindere se menţin mai ridicate decît la temperatura normală de + 25°C chiar pentru valori mai ridicate ale curentului de încălzire. Este remarcabil faptul că la temperaturi ridicate şi la curenţi de încălzire de peste 0,45 A, tensiunile de aprindere sînt puţin influenţate avînd valori cuprinse între 300÷8000 Hz. Valori mai ridicate ale tensiunii de aprindere se înregistrează, în acest caz, pentru frecvenţe mai mari decît 8000 Hz.

B) Influenţa temperaturii asupra tensiunii de aprindere, la frecvenţe diferite şi pentru balasturi diferite

Pe baza măsurătorilor efectuate s-a întocmit tabela 1 în care s-au sintetizat valorile tensiunii de aprindere corespunzătoare temperaturilor de 0°C, +25°C, +40°C şi +60°C măsurate pentru frecvenţele de 500; 1000; 3000; 5000; 10 000 Hz şi la curenţii de încălzire de 0,25 A; 0,40 A; 0,45 A şi 0,50 A. S-au efectuat măsurători similare pentru cele trei tipuri de balasturi luate anterior în considerare. Din analiza datelor cuprinse în acest tabel, rezultă următoarele:

— la temperaturi joase, indiferent de frecvenţă, curenţi de încălzire şi tip de balast, tensiunile de aprindere au valori mari;

— în general valoarea tensiunii de aprindere scade cu creşterea temperaturii. Scăderi sensibile se obţin pentru temperaturi cu valori cuprinse între +25° şi +40°C pentru toate cele trei tipuri de balast;

— cele mai rapide scăderi ale tensiunii de aprindere cu creşterea temperaturii peretelui tubului se observă mai ales în cazul utilizării balastului capacitiv pentru frecvenţe pînă la circa 5000÷6000 Hz şi la curenţi de încălzire cuprinşi între 0,40 şi 0,50 A;

— aprinderea cu balast rezistiv este mai dificilă la temperaturi joase;

— aprinderea cu balast capacitiv şi inductiv se face relativ uşor la temperaturi cuprinse între circa + 20 ÷ 25°C şi +40°C. Aprinderea cu balast capacitiv este net favorabilă la curenţi de încălzire cuprinşi între 0,41 şi 0,50 A.

6. Concluzii

Din cele prezentate se pot desprinde următoarele concluzii:

— aprinderea tuburilor fluorescente în curent alternativ cu frecvenţe diferite este influenţată de forma curbei tensiunii de alimentare, de parametrii circuitului electric în care este conectat tubul, de procesele de ionizare şi de recom-

binare care au loc în mediul intern de descărcare al gazului;

— în cazul alimentării cu tensiuni cu frecvenţe ridicate se pot folosi atît scheme de aprindere cu pornire instantanee (fără electrozi preîncălziţi), cît şi cu pornire rapidă (cu electrozi preîncălziţi);

— majoritatea schemelor de aprindere folosesc circuite rezonante în faza tranzitorie de pornire, o parte din elementele lor devenind balasturi în regim permanent;

— orice schemă de aprindere trebuie calculată la o frecvenţă dată şi un curent dat de încălzire. Elementele schemei de aprindere la frecvenţe ridicate, sînt funcţii de tensiunea de aprindere, frecvenţă şi curent de încălzire (la schemele cu electrozi preîncălziţi);

— tensiunea de aprindere este influenţată în mod diferit de valoarea curentului de încălzire la frecvenţe şi temperaturi diferite;

— la alegerea şi proiectarea schemelor de aprindere se va ţine seama, neapărat, de domeniul de temperatură în care lucrează tubul, alegîndu-se în mod corespunzător curentul de încălzire şi frecvenţa optimă în vederea unei porniri cît mai uşoare, cu tensiuni de aprindere relativ scăzute;

— pentru proiectarea schemelor de aprindere se vor folosi caracteristicile de aprindere la frecvenţe diferite şi balasturi date, care au fost ridicate experimental în prezenta lucrare.

Bibliografie

[1] *Campbell, I. H., Schultz, H . E.* şi *Kershaw, D. D.* Characteristics and applications of high frequency fluorescent lighting. În: Illuminating Engineering, t. **48,** feb 1953.

[2] *Ivanov, A. P.* Izvoare electrice de lumină. Bucureşti, Ed. energetică de stat, 1954.

[3] *Litvinov, V. S., Troiţchy, A. M.* şi *Holopov, G. K.* Caracteristicile lămpilor luminescente sovietice funcţionînd la frecvenţe înalte. În: Svetotehnica, nr. 1, 1961.

[4] *Damelincourt, I. I.* şi *Escaut, B.* Influénce de la température et de la fréquence sur le fonctionement d'une tube fluorescent. În: Révue Générale de l'éléctricité, t. **76,** nr. 12, dec 1967.

[5] *Balciunas, P. J., Vaidogos, A. K.* şi *Ignatavicius, S. K.* Despre experienţa aplicării iluminatului luminescent cu frecvenţă înaltă. În: Svetotehnica, nr. 11, 1965.

[6] *Toisson, La M.* Convetisseurs à transistors et convertisseurs à thyristors pour l'éclairage. În: Révue Générale de l'électricite, t. **74,** nr. 12, dec 1965.

[7] *Troiţchy, A. M.* Metodă grafică de calcul a regimului de pornire în schemele de rezonanţă cu aprindere rapidă la frecvenţe sporite, În: Svetotehnica, nr. 7, 1964.

[8] *Topnmkn, A. M.* Metoa coracobannr nycoboro n pabo

[9] *Hehenkampf, H.* şi *Wilting, I. I.* Convertizoare curent continuu — curent alternativ chipate cu transistoare pentru alimentarea lămpilor fluorescente. În: Révue téchnique Philips, t. 20, 1958—1959, p. 353—357.

[10] *Günther, W.* Leuchtstofflampen bei Wechselspannung höherer als 100 Hz, în Eisenbahafahrzeugen, În: Elektrische Bahnen, München, 36 sept 1965, nr. 9.

[11] *Rohloff, E.* Das Verhalten der Lauchtstofflampen bei höhenen frequenzen. În: E.T.Z.B., nr. 1, 1958.

[12] *Puşcaşu, S. M.* Consideraţii asupra măririi eficacităţii luminoase a tuburilor fluorescente în cazul alimentării cu tensiuni cu frecvenţe ridicate. În: Electrotehnica nr. 8, 1967.

[13] *Rohlin, G. N., Litvinov, V. S.* şi *Troiţchy, A. N.* Exploatarea lămpilor cu luminescenţă la frecvenţe ridicate. În: Svetotehnica, nr. 8, 1960.

Intrat în redacţie la 5 III 1970

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Evoluţia elementelor electrice de comutaţie

IOAN MATLAC* — Braşov

CZ 621.316.09

Elementele electrice de comutaţie cunosc, în prezent, o dezvoltare rapidă, determinată de larga utilizare a dispozitivelor şi aparatelor electrice de comutaţie. Apărute din necesitatea realizării legăturii dintre generatoarele de energie electrică şi receptoare, dispozitivele şi aparatele electrice de comutaţie s-au folosit, mai tîrziu, şi la modificarea parametrilor energetici (curent, tensiune şi frecvenţă) în circuitele de mică putere, iar apoi şi în circuitele de mare putere. O dată cu dezvoltarea tehnicii calculatoarelor electronice şi a sistemelor automate, elementele de comutaţie au găsit o nouă aplicaţie: realizarea funcţiilor logice.

În această lucrare, autorul şi-a propus să prezinte evoluţia trecută, stadiul actual şi unele aspecte ale evoluţiei viitoare a elementelor de comutaţie.

1. Scurt istoric. Problema comutaţiei circuitelor electrice a apărut o dată cu utilizarea energiei electromagnetice, din necesitatea stabilirii şi a întreruperii legăturii între sursa de energie electrică şi receptoare.

Dezvoltarea şi perfecţionarea elementelor, dispozitivelor şi aparatelor electrice de comutaţie a fost impusă de dezvoltarea diferitelor ramuri ale electrotehnicii.

Primele elemente utilizate la comutaţia circuitelor electrice au fost contactele electrice cu piese de contact mobile-contactele mecanice. Dispozitivele şi aparatele de comutaţie cu contacte mecanice destinate comutaţiei circuitelor electrice de mică putere s-au dezvoltat şi perfecţionat mai ales datorită cerinţelor impuse de progresul telegrafiei şi telefoniei. Astfel, tele-

* Ing. *I. Matlac* este şef de lucrări la Catedra de electrotehnică din I. P. Braşov

graful (1830—1850) a pus problema transmiterii energiei electromagnetice la distanţă (prin fir) sub formă de impulsuri. Acest lucru a fost realizat cu ajutorul contactelor mecanice. Mai tîrziu (1860—1870), telefonul şi în special apariţia (1880) şi dezvoltarea centralelor automate au contribuit, în cea mai mare măsură, la perfecţionarea dispozitivelor şi aparatelor electrice cu contacte mecanice, cu putere de rupere mică. Se poate afirma că datorită telefoniei, aparatele electrice de comutaţie cu contacte mecanice, cu putere de rupere mică, şi mai cu seamă releele electromagnetice neutre şi polarizate au cunoscut cel mai înalt grad de dezvoltare.

Realizarea primelor maşini electrice de curent continuu (1860—1870) şi apoi dezvoltarea lor a pus problema unui comutator cu viteză de comutaţie ridicată. Ca răspuns la această problemă a apărut dispozitivul de comutaţie numit colector. Perfecţionat o dată cu dezvoltarea maşinilor electrice de curent continuu, colectorul a fost utilizat mai tîrziu şi la maşinile electrice de curent alternativ, în scopul modificării vitezei. Cu toate perfecţionările aduse, colectorul a fost totdeauna partea cea mai deficitară a maşinilor electrice, limitînd atît puterea cît şi turaţia lor.

Transportul şi distribuţia energiei electromagnetice (începînd cu deceniul al IX-lea al secolului trecut) a pus problema comutaţiei circuitelor electrice de mare putere. O dată cu dezvoltarea sistemelor de transport şi distribuţie a energiei electromagnetice a apărut o mare varietate de dispozitive şi aparate electrice de comutaţie cu contacte mecanice, de joasă şi înaltă tensiune.

Radiocomunicaţiile, încă de la început, prin descoperirea coheronului (1890), au determinat apariţia şi dezvoltarea elementelor de comutaţie statice. Prin descoperirea tuburilor electronice (1906), dispozitivele de comutaţie statice s-au răspîndit mai ales în radiotehnică şi în tehnica radarului, unde s-au folosit la generarea oscilaţiilor şi a impulsurilor, la redresare etc., respectiv acolo unde se impunea o frecvenţă de comutaţie ridicată. În industrie, tuburile electronice au găsit aplicaţii, în funcţia de comutaţie, la realizarea unor generatoare de medie şi înaltă frecvenţă, la redresarea curenţilor mici de joasă şi înaltă tensiune, la construcţia releelor electronice, ş.a. Tuburile electronice n-au putut însă concura dispozitivele de comutaţie cu contacte mecanice, decît în domeniul circuitelor de putere mică şi la frecvenţă de comutaţie ridicată, datorită următoarelor neajunsuri: consum mare de energie electrică, tensiunea de lucru ridicată, gabarit şi preţ de cost mare.

Construcţia calculatoarelor electronice a pus problema unor elemente de comutaţie foarte rapide. Astfel, primele calculatoare realizate cu relee electromagnetice aveau o viteză de lucru redusă. Încă din 1940 N. Wiener, formulînd cerinţele proiectării maşinilor de calcul, referindu-se la elementele de comutaţie, a arătat: „Aceste mecanisme, care sînt în esenţă comutatoare, trebuie să fie realizate mai mult cu tuburi electronice, decît cu roţi dinţate sau relee electromecanice". Calculatoarele cu tuburi electronice aveau însă un consum de energie electrică ridicat şi dimensiuni foarte mari. De pildă, primul calculator cu tuburi electronice, ENIAC" construit în anul 1943 la Universitatea din Pennsylvania avea un consum de 174 kWh şi o greutate de 90 t. Un pas important, în acest domeniu, a fost realizat prin apariţia elementelor semiconductoare. Utilizarea tranzistoarelor, în regim de comutaţie, a permis construcţia unor calculatoare electronice rapide, cu consum de energie mic şi cu dimensiuni reduse. Se poate afirma că tehnica calculatoarelor electronice a contribuit aproape integral la dezvoltarea dispozitivelor de comutaţie statice, pentru circuitele de curenţi slabi.

Automatizarea proceselor de producţie a determinat necesitatea unor elemente de comutaţie rapide şi în domeniul circuitelor de putere. În acest sens, s-a căutat să se perfecţioneze dispozitivele de comutaţie cu contacte mecanice, cele mai bune rezultate obţinîndu-se cu contactul mecanic ridicător şi mai ales, cu contactul alunecător metalo-lichid. Totodată s-au dezvoltat şi perfecţionat ventilele ionice: tiratroanele, ignitroanele, excitroane ş.a. Aceste ventile s-au utilizat mai ales în tehnica redresării, sudării şi a convertoarelor statice de frecvenţă. Un salt calitativ, în comutaţia circuitelor de putere cu tensiuni joase, a fost realizat însă, abia în ultimul deceniu, prin apariţia elementelor semiconductoare de putere şi în special a tiristoarelor.

2. Studiul actual. În prezent, datorită progreselor realizate în elaborarea elementelor de comutaţie statice, există tendinţa înlocuirii dispozitivelor şi aparatelor de comutaţie cu contacte mecanice prin dispozitive şi aparate cu elemente de comutaţie statice, atît în domeniul comutaţiei circuitelor de mică putere, cît şi a comutaţiei circuitelor de mare putere cu tensiuni pînă la 1000 V. În domeniul tensiunilor înalte, elementele de comutaţie statice au o sferă de aplicabilitate mai restrînsă, ele fiind folosite de exemplu, la redresarea curenţilor mici (kenotroanele), la construcţia convertoarelor de putere utilizate în transportul energiei electromagnetice în curent continuu şi în tracţiunea electrică.

Tendinţa menţionată nu presupune înlocuirea totală a contactelor mecanice. Înlocuirea se face, avîndu-se în vedere siguranţa în funcţionare şi criteriul economicităţii.

Mulţimea elementelor de comutaţie utilizate, în prezent, în tehnica comutaţiei circuitelor electrice, cuprinde o mare varietate de tipuri constructive determinată de principiul de funcţionare, domeniul de aplicaţie, procedeul de comutare, ş.a.

După principiul de funcţionare, deosebim:

- Elemente de comutaţie
  - cu piese de contact mobile
    - contacte ridicătoare
    - contacte de rostogolire
    - contacte alunecătoare
    - contacte metalo-lichide
      - cu jet mobil
      - de tip alunecător.
  - statice
    - electronice
    - ionice
    - semiconductoare
    - magnetice
    - supraconductoare.

Dacă analizăm proprietăţile electrice ale elementelor de comutaţie, atunci constatăm că, deşi există o mare varietate de tipuri, mulţimea acestor elemente cuprinde două mari clase: contacte electrice şi ventile electrice.

Contactele electrice sînt elemente de comutaţie cu conducţie bilaterală, ele avînd caracteristica curent-tensiune neliniară şi simetrică (fig. 1 a). Spre deosebire de contacte, ventilele electrice permit trecerea curentului într-un singur sens, ele avînd caracteristica curent-tensiune neliniară şi asimetrică (fig. 1 b).

În tehnica comutaţiei circuitelor electrice, pe lîngă contacte şi ventile electrice — care sînt elemente de comutaţie propriu-zise se folosesc şi o seamă de elemente amplificatoare.

Pentru elementele amplificatoare, regimul de comutaţie reprezintă un caz particular al funcţionării lor, care se obţine atunci cînd semnalul de comandă se modifică în salt, de la valoarea corespunzătoare stării blocate a elementului, la valoarea corespunzătoare stării

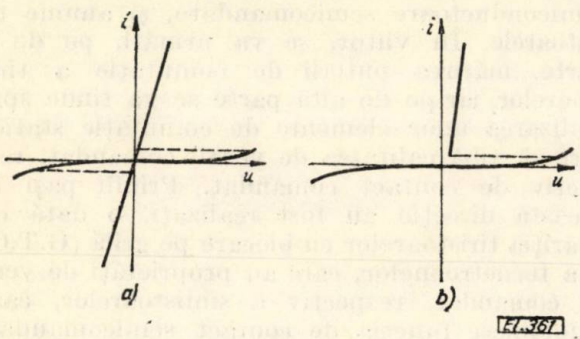


Fig. 1

de conducţie şi invers. De pildă (fig. 2) în cazul tranzistoarelor, funcţionarea lor în regim de comutaţie are loc, dacă curentul de bază se modifică brusc de la valoarea zero, la valoarea de saturaţie i_{Bsat}.

Privite ca verigi ale sistemelor automate, este oportună clasificarea elementelor de comutaţie după felul comenzii, deosebindu-se:

a) elemente de comutaţie necomandate, a căror comutare (directă şi inversă) este determinată de către mărimile electrice (tensiune, curent) din circuitul pe care-l comută. Din această grupă fac parte eclatoarele cu scîntei şi arc, diodele de orice natură. Un caz particular al elementelor de comutaţie necomandate îl reprezintă siguranţele şi descărcătoarele electrice, care realizează comutaţia circuitelor electrice numai în caz de avarie;

b) elementele de comutaţie semicomandate, care pot fi comutate direct prin intermediul electrodului de comandă (grilei), dar nu şi invers. Trecerea acestor elemente din starea de conducţie în starea de blocare-comutarea inversă-are loc de la sine, în momentul trecerii curentului prin zero, sau pentru o valoare a curentului diferită de zero cu ajutorul unor circuite speciale, denumite circuite de comutaţie, de blocare sau de stingere. Din această grupă fac parte: tiratroanele, ignitroanele, excitroanele, tiristoarele, ş.a.;

c) elementele de comutaţie comandate. Comutarea directă şi inversă a acestor elemente poate fi realizată independent de valoarea tensiunii şi curentului din circuitul pe care-l comută cu

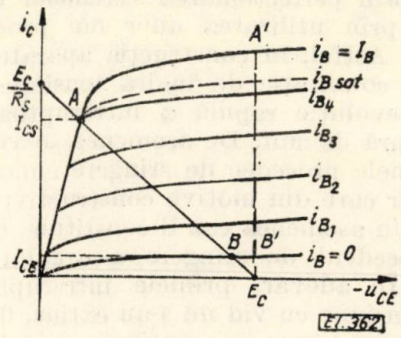


Fig. 2

ajutorul unei mărimi neelectrice (de exemplu, forţă de natură mecanică) sau prin intermediul grilei de comandă. Fac parte din această grupă contactele mecanice, elementele de comutaţie supraconductoare şi toate elementele de ampli-

ficare utilizate în regim de comutaţie : tuburile electronice cu cel puţin trei electrozi, tranzistoarele, releele magnetice ş.a.

În funcţie de natura parametrului pe care-l modifică, deosebim elemente de comutaţie rezistive, inductive şi capacitive. În realitate, orice element de comutaţie are rezistenţă inductivitate şi capacitate proprie. Toţi aceşti parametri se modifică în timpul procesului de comutaţie, dar în funcţie de natura elementului şi de circuitul în care se utilizează, determinantă este modificarea unui singur parametru.

3. Perspective. Cu privire la evoluţia viitoare se poate presupune că majoritatea elementelor de comutaţie existente în prezent vor fi perfecţionate, în timp ce altele vor fi abandonate definitiv sau temporar. În acelaşi timp, va exista o preocupare permanentă, dictată în special de tehnica calculatoarelor electronice şi de dezvoltarea sistemelor automate, pentru găsirea unor noi elemente de comutaţie.

Perfecţionarea elementelor de comutaţie se va face în esenţă, prin utilizarea unor noi materiale şi prin îmbunătăţirea tehnologiei de fabricaţie. Realizarea de noi elemente de comutaţie va avea loc prin aplicarea în practică a unora dintre fenomenele fizice care se vor descoperi, respectiv în cazul fenomenelor fizice deja folosite în construcţia elementelor de comutaţie, prin modificarea structurii elementelor. În cele ce urmează se vor schiţa principalele direcţii de dezvoltare a elementelor de comutaţie, în etapa următoare.

În tehnica comutaţiei circuitelor electrice, sa frecvenţă de comutaţie joasă, vor continua că se folosească contactele mecanice atît în circuitele de mică putere, cît şi mai ales, în circuitele de mare putere, de joasă şi înaltă tensiune. Dispozitivele şi aparatele de comutaţie cu contacte mecanice vor fi îmbunătăţite prin utilizarea unor noi materiale în construcţia pieselor de contact şi a celorlalte părţi constitutive, prin perfecţionarea sistemelor de acţionare şi prin utilizarea unor noi procedee de stingere. Astfel, în construcţia aparatelor electrice de comutaţie de înaltă tensiune se prevede o evoluţie rapidă a întreruptoarelor cu hexaflorură de sulf. De asemenea se vor reconsidera unele procedee de stingere cunoscute de mult, dar care din motive constructive nu s-au extins. Un asemenea caz îl constituie, de exemplu, procedeul de stingere a arcului electric în vid. În adevăr, primele întreruptoare de înaltă tensiune cu vid nu s-au extins, din cauza dificultăţilor legate de menţinerea vidului înaintat în camera de stingere. O dată cu progresul realizat în tehnica vidului, progres determinat în esenţă de tehnica nucleară, unele firme constructoare de aparataj electric de înaltă tensiune au realizat întreruptoare de înaltă tensiune cu vid cu parametrii ridicaţi.

Folosirea elementelor de comutaţie statice, la frecvenţă de comutaţie joasă, nu este justificată, în prezent, decît în cazuri speciale, cum ar fi, de exemplu, în instalaţiile electrice din încăperile care prezintă pericol de explozie. În adevăr, deşi există posibilitatea înlocuirii contactelor mecanice cu elemente de comutaţie statice, în construcţia aparatelor de comutaţie utilizate în instalaţiile de iluminat, acest lucru nu este justificat din punct de vedere economic în prezent şi există certitudinea că această înlocuire nu va avea loc nici în următoarea etapă.

La frecvenţă de comutaţie ridicată, comutaţia circuitelor electrice va fi asigurată cu ajutorul elementelor de comutaţie statice. Evoluţia elementelor de comutaţie statice de mică putere va fi determinată, în esenţă, de cerinţele impuse de tehnica calculatoarelor electronice. În acest domeniu, se vor perfecţiona elementele de comutaţie (semiconductoare, magnetice, criogene, ş.a.) utilizate în prezent, unde se va merge, mai ales, pe linia miniaturizării acestora. De asemenea, se vor folosi noi elemente de comutaţie, rod al preocupărilor permanente, care există în această direcţie. Totodată există certitudinea că o parte din elementele de comutaţie a căror evoluţie a fost frînată temporar de apariţia şi dezvoltarea vertiginoasă a elementelor semiconductoare, vor fi reconsiderate. Un asemenea caz este acela al tuburilor ionice cu catod rece, care, datorită fabricaţiei uşoare şi a dimensiunilor reduse, au perspective de utilizare în construcţia minicalculatoarelor electrice.

Evoluţia elementelor statice de mare putere va fi determinată, în cea mai mare măsură de cerinţele impuse de dezvoltarea sistemelor automate din industrie. Dintre elementele de comutaţie statice destinate comutaţiei circuitelor electrice de mare putere, cu frecvenţă de comutaţie ridicată, cele mai mari perspective de utilizare le au ventilele electrice semiconductoare semicomandate, şi anume tiristoarele. În viitor, se va urmări, pe de o parte, mărirea puterii de comutaţie a tiristoarelor, iar pe de altă parte se va tinde spre realizarea unor elemente de comutaţie statice care să aibă calitatea de ventil comandat, respectiv de contact comandat. Primii paşi în această direcţie au fost realizaţi, o dată cu apariţia tiristoarelor cu blocare pe grilă (G.T.O) şi a tecnetroanelor, care au proprietăţi de ventil comandat, respectiv a simistoarelor, care îndeplinesc funcţia de contact semicomandat. Menţionăm faptul că şi tranzistorul în regim de comutaţie, îndeplineşte funcţia de ventil comandat, dar, aşa cum s-a arătat, tranzistorul nu este un element de comutaţie, ci un element amplificator a cărui funcţionare, în regim de comutaţie, este un caz particular.

În tehnica comutației circuitelor de mare putere un rol important îl vor juca și elementele de comutație magnetice, cum ar fi de exemplu amplificatorul magnetic în regim de releu (relee magnetice). De asemenea, se prevede utilizarea, în viitor, pe scară largă, a elementelor de comutație magneto-semiconductoare.

Bibliografie

[1] *Bucur, N. I., Stănescu, Gh. I.* și *Macavescu, M.* Din istoria electricității. București, Ed. științifică, 1966.
[2] *Dolgov, V. A.* și *Gonestas, E. I.* Kommutiruinsie ustroistva avtomaticeskih sistem controlea. Moscova, Energhia, 1969.
[3] *Holm, R.* Electric Contacts Handboak. Berlin. Springer-Verlag, 1959.
[4] *Marinescu, N., Enea, B.* Teoria circuitelor de comutație. București, E.D.P., 1964.
[5] *Rozenblat, M. A.* Magnetoionica. Moscova, izd. Nauka, 1967.
[6] *Simbotin, C., Tănăsciuc, Cl.* Comutația statică în automatică și telemecanică. București, Ed. tehnică, 1970.
[7] *Yaohan, Chn.* Bazele proiectării calculatoarelor numerice. București, Ed. tehnică, 1968.

Intrat în redacție la 17. IV. 1971

NOTĂ

Compensarea efectelor dispersiunii magnetice la măsurarea pierderilor în fier cu aparatul Epstein

A. IFRIM* — București

CZ 621.317.442.082

Dispersiunea magnetică a secundarului aparatului Epstein este, în mod obișnuit, neglijată la efectuarea măsurării pierderilor în fier. În lucrarea [1] s-a studiat abaterea de la valoarea reală a valorii măsurate a pierderilor în fier, datorită dispersiunii magnetice a secundarului aparatului. În lucrarea de față propunem o metodă cu ajutorul căreia se poate analiza și elimina influența acestei inductivități asupra rezultatelor obținute prin măsurare.

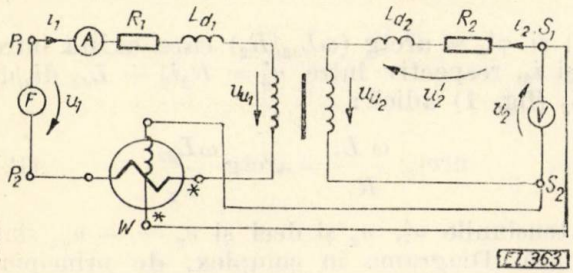


Fig. 1. Schema de principiu a instalației clasice Epstein.

1. Expresia pierderilor în fier. Compensarea termenului corectiv.

Expresia pierderilor în fier (v. și [1]) poate fi determinată cu ajutorul următoarei relații:

$$P_{Fe} = \widetilde{u_{u1}\, i_{10}},$$

în care u_{u1} este tensiunea utilă a primarului aparatului, dată de relația $u_{u1} = N_1\, d\Phi/dt$, dacă N_1 reprezintă numărul de spire ale înfășurării primare, Φ este fluxul magnetic fascicular util din miezul aparatului, iar i_{10} este curentul de mers în gol absorbit pe la bornele primare. Semnul $\sim$ indică efectuarea mediei pe o perioadă sau pe un număr întreg de perioade. Utilizăm ecuațiile următoare cu sensurile curenților și tensiunilor din schema din figura 1:

$$i_{10} = i_1 + (N_2/N_1) i_2, \qquad (2)$$

$$u_{u1} = (N_1/N_2)\, u_{u2} = -(N_1/N_2)\,(u_2 + R_2 i_2 + L_{d2}\, di_2/dt), \qquad (3)$$

$$u_2 = R_a\, i_2 + L_a\, di_2/dt, \qquad (4)$$

în care $u_{u2} = N_2\, d\Phi/dt$ este tensiunea utilă a secundarului, N_2 este numărul de spire ale înfășurării secundare, R_2 și L_{d2} sînt, respectiv rezistența și inductivitatea de dispersiune ale înfășurării secundare, iar R_a și L_a sînt, respectiv rezistența și inductivitatea „sarcinii" conectate la bornele secundare (formată din bobinele voltmetrului și wattmetrului conectate la aceste borne, ca în fig. 1). Eliminînd pe di_2/dt între relațiile (3) și (4), rezultă, după introducerea expresiei astfel obținute cum și a relației (2) în (1), expresia:

$$P_{Fe} = \frac{N_1}{N_2}\left(1 + \frac{L_{d2}}{L_a}\right) P_w - \left(1 + \frac{R_2}{R_a}\right) R_a\, I_2^2 + \frac{N_1}{N_2}\left(\frac{L_{d2}}{L_a} - \frac{R_2}{R_a}\right) R_a \widetilde{i_1 i_2}. \qquad (5)$$

La stabilirea ultimei relații am ținut seamă că $\widetilde{i_2^2} = I_2^2$ dacă I_2 este valoarea efectivă a curentului secundar, $\widetilde{u_2 i_2} = R_a\, I_2^2$, iar $P_w = -\widetilde{u_2 i_1}$ este puterea activă indicată de wattmetru (conectat în mod corespunzător, ca în fig. 1).

Dacă între egalitățile (3) și (4) se elimină mărimea i_2 și apoi se efectuează calculele ca mai sus, sau dacă în ultimul termen din (5) se înlocuiește i_2 cu expresia sa obținută din (4), rezultă și egalitatea:

$$P_{Fe} = \left(1 + \frac{R_2}{R_a}\right)\left(\frac{N_1}{N_2} P_w - R_a I_2^2\right) - \frac{N_1}{N_2}\left(\frac{L_{d2}}{L_a} - \frac{R_2}{R_a}\right) L_a\, i_1 \frac{\widetilde{di_2}}{dt}. \qquad (6)$$

* Dr. ing. *A. Ifrim* este conferențiar la Institutul politehnic din București.

Dacă presupunem acum că este satisfăcută condiția

$$\frac{R_2}{R_a} = \frac{L_{d2}}{L_a}, \tag{7}$$

expresiile (5) și (6) iau forma următoare:

$$P_{Fe} = \left(1 + \frac{R_2}{R_a}\right)\left(\frac{N_1}{N_2} P_W - R_a I_2^2\right). \tag{8}$$

Deoarece relația dintre valori efective $R_a I_2 \approx \approx U_2$ este satisfăcută cu bună aproximație, rezultă pentru pierderile în fier expresia clasică:

$$P_{Fe} \approx \left(1 + \frac{R_2}{R_a}\right)\left(\frac{N_1}{N_2} P_W - \frac{U_2^2}{R_a}\right) \tag{9}$$

care este deci satisfăcută, cu un grad mai înalt de precizie, atunci cînd este realizată condiția (7) de anulare a ultimului termen din membrul drept al relației (6) sau (5), pe care îl numim mai departe termen corectiv al relației clasice (9).

Menționăm că pentru deducerea acestor relații nu a fost necesar să se considere că fluxul magnetic, tensiunile și curenții electrici sînt mărimi sinusoidale, ci numai periodice.

Satisfacerea egalității (7) poate fi realizată, în mod simplu, prin modificarea parametrilor circuitului secundar al aparatului, conectîndu-se în serie cu înfășurarea secundară o bobină cu rezistența R' și inductivitatea L'. Dacă se folosește și un ampermetru cu rezistența R_{A2}, pentru măsurarea curentului secundar (fig. 2), în relațiile (5)—(9) trebuie înlocuite rezistența R_2 prin $R'_2 = R_2 + R' + R_{A2}$, iar inductivitatea L_{d2} prin $L'_{d2} = L_{d2} + L'$. După

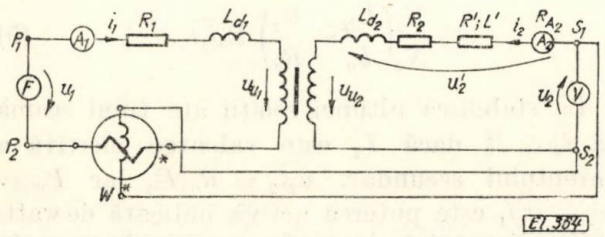


Fig. 2. Schema de principiu a instalației Epstein cu elementele de compensare R' și L'.

efectuarea compensării se folosesc expresiile de calcul:

$$P'_{Fe} = \left(1 + \frac{R'_2}{R_a}\right)\left(\frac{N_1}{N_2} P_W - R_a I_2^2\right) \approx$$

$$\approx \left(1 + \frac{R'_2}{R_a}\right)\left(\frac{N_1}{N_2} P_W - \frac{U_2^2}{R_a}\right); \tag{10}$$

$$\frac{L'_{d2}}{L_a} = \frac{R'_2}{R_a}, \tag{11}$$

O explicație sugestivă a faptului că în formula (9) nu intervin termeni care să conțină inductivitatea de dispersiune L_{d2} dacă este satisfăcută relația (7) rezultă, relativ simplu, dacă se consideră că mărimile sînt sinusoidale. În acest caz condiția (7) este echivalentă cu aceea a egalității dintre defazajele $\varphi_2^i = \text{arctg}\ (\omega L_a / R_a)$ și $\varphi'_2 = \text{arctg}\ (\omega L_{d2}/R_2)$ care există între u_2 și i_2, respectiv între $u'_2 = R_2 i_2 + L_{d2}\, di_2/dt$ și i_2 (fig. 1) adică:

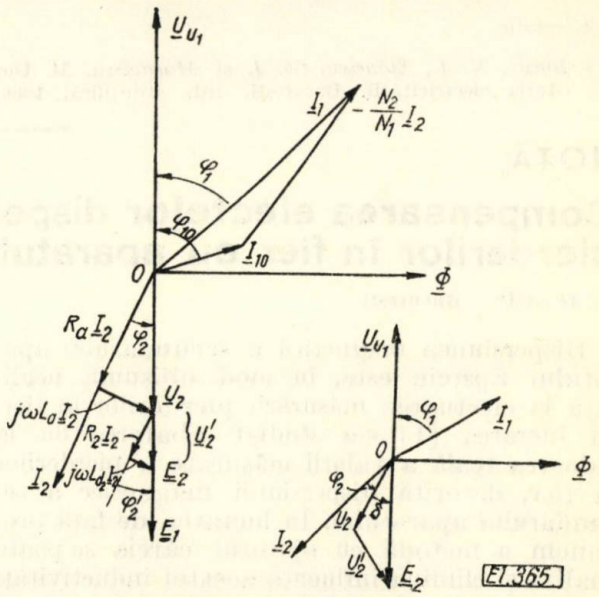


Fig. 3. Diagrama complexă, de principiu, a tensiunilor și curenților instalației Epstein.

$$\text{arctg}\ \frac{\omega L_a}{R_a} = \text{arctg}\ \frac{\omega L_{d2}}{R_2}, \tag{12}$$

iar tensiunile u'_2, u_2 și deci și $e_2 = -u_{u2}$ sînt în fază. Diagrama în complex, de principiu, a tensiunilor și curenților, asemănătoare diagramei unui transformator electric, este reprezentată, pentru acest caz, în figura 3.

Expresia (1) ia forma:

$$P_{Fe} = U_{u1} I_{10} \cos \varphi_{10} = E_1 I_{10} \cos \varphi_{10} = \frac{N_1}{N_2} E_2 I_{10} \cos \varphi_{10} \tag{13}$$

și sînt satisfăcute, de asemenea, egalitățile:

$$E_2 = U_2 + U'_2; \tag{14}$$

$$U_2 = R_a I_2 / \cos \varphi_2; \tag{15}$$

$$U'_2 = R_2 I_2 / \cos \varphi_2; \tag{16}$$

$$I_{10} \cos \varphi_{10} = I_1 \cos \varphi_1 - \frac{N_2}{N_1} I_2 \cos \varphi_2. \tag{17}$$

Din relațiile (13)—(17) și din egalitatea:

$$P_W = U_2 I_1 \cos \varphi_1$$

Tabela 1

Pierderile în fier calculate cu ajutorul expresiei clasice (9)

Nr. crt.	L'_{d2} mH	R'_2, Ω	$d = \frac{L'_{d2}}{L_a} - \frac{R'_2}{R_a}$	U_2, V	P_w, W	P'_{Fe}, W	$\Delta P_{Fe} = P'_{Fe} - P_{Fe}$, W	$\frac{\Delta P_{Fe}}{P_{Fe}} \times 100$
1.	2,05	1,95	0,026	61,75	12,475	10,534	0,073	0,69
2.	146,25	3620	0,022	21,80	3,930	10,517	0,056	0,54
3.	502,05	2020	5,402	30,50	6,375	11,998	1,537	14,7
4.	352,05	2020	3,480	30,50	6,128	11,495	1,034	9,88
5.	252,05	2020	2,198	30,50	5,975	11,184	0,723	6,91
6.	152,05	2020	0,916	30,40	5,750	10,733	0,272	2,60
7.	102,25	1045	0,776	40,20	7,780	10,672	0,211	2,02
8.	17,39	1391	−0,489	36,00	6,690	10,317	−0,144	− 1,38

se obţine expresia :

$$P_{Fe} = \left(1 + \frac{R_2}{R_a}\right) \cdot \left(\frac{N_1}{N_2} P_w - R_a I_2^2\right)$$

adică relaţia (8). Rezultă deci că formula clasică a pierderilor în fier este corectă dacă este satisfăcută condiţia (12), sau, mai general, condiţia (7). Dacă această condiţie nu este satisfăcută, între direcţiile fazorilor $\underline{U}_2$ şi $\underline{E}_2$ se formează un unghi δ (fig. 3, jos, dreapta) şi ultima expresie nu mai este exactă.

2. Încercări experimentale. Concluzii

S-au efectuat măsurări cu ajutorul unui aparat Epstein construit în laboratorul de Măsurări electrice şi magnetice al Institutului politehnic din Bucureşti, cu $N_1 = N_2 = 600$ spire, $R_2 = 1{,}95\Omega$ şi $L_{d2} \approx 2{,}05$ mH. S-au folosit tole feromagnetice nealiate. Pentru instrumentele de măsură utilizate s-au obţinut $R_a = 1954\ \Omega$, $L_a \approx 78$ mH. Toate măsurările prezentate în continuare s-au făcut la o aceeaşi valoare maximă a inducţiei magnetice din miezul feromagnetic $B_{max} \approx 0{,}71$ T. Diferenţa

$$d = \frac{L_{d2}}{L_a} - \frac{R_2}{R_a} = \frac{2{,}05}{78} - \frac{1{,}95}{1954} = 0{,}026$$

este suficient de mică pentru ca termenul corectiv din expresia (6) să fie practic neimportant. Pentru pierderile în fier, calculate prin metoda clasică, cu ajutorul relaţiei (9) şi fără a se efectua compensări, s-a obţinut valoarea $P'_{Fe} = P_{Fe}^{clasic} = 10{,}534$ W indicată în tabela 1. S-a efectuat şi o măsurare a pierderilor după ce s-au conectat în serie cu secundarul, ca în figura 2, bobine şi rezistoare având $R' = 3620\ \Omega$ şi $L' = 144{,}2$ mH, — astfel ca secundarul să aibă parametrii aparenţi R'_2 şi L'_{d2} sensibil mărită în comparaţie cu aceia ai înfăşurării secundare a aparatului — dar stabiliţi în aşa fel încît diferenţa $d' = (L'_{d2}/L_a) - (R'_2/R_a) = 0{,}022$ să fie apropiată de aceea a schemei nemodificate. S-a obţinut în acest caz, cu ajutorul expresiei (10), valoarea $P'_{Fe} = 10{,}517$ W, apropiată de $P_{Fe}^{clasic} = 10{,}534$ W, (valoare indicată în tabela 1, punctul 2).

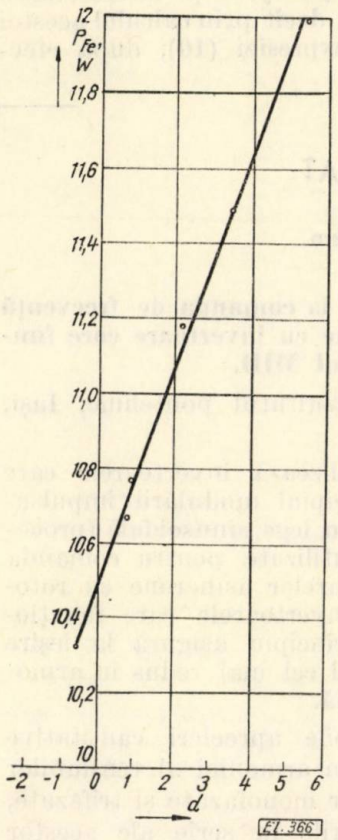


Fig. 4. Curba pierderilor în fier ca funcţiune de parametrul d

Măsurătorile următoare s-au efectuat în condiţiunile unor însemnate necompensări ale termenului corectiv, prin alegerea unor valori relativ mari ale diferenţei $d = (L'_{d2}/L_a) - (R'_2/R_a)$, (punctele 3÷8 din tabela 1). Valorile pierderilor în fier, P'_{Fe}, calculate cu ajutorul formulei (10), depind practic liniar de diferenţa d, aşa cum rezultă din figura 4. Este justificat să se considere că intersecţia dreptei $P'_{Fe} = f(d)$ (trasată ca în figura 4) cu axa ordonatelor, $d = 0$, indică valoarea reală a pierderilor în fier. Observînd din figura 4 că dreapta

$P'_{Fe} = f(d)$ trece destul de aproape de punctele (3,48; 11,495) şi (0,916; 10,733) rezultate din măsurători (punctele 4 şi 6 din tabelă), se pot scrie ecuaţiile:

$$\left.\begin{aligned} 11{,}495 &= P_{Fe} + 3{,}48\alpha \\ 10{,}733 &= P_{Fe} + 0{,}916\alpha \end{aligned}\right\} \qquad (19)$$

care rezultă din ecuaţia dreptei amintite: $P'_{Fe} = P_{Fe} + \alpha d$, unde P_{Fe} reprezintă pierderile reale ($P_{Fe} = P'_{Fe|d=0}$) iar α este coeficientul unghiular al dreptei. Din ecuaţiile (19) rezultă $P_{Fe} \approx 10{,}461$ W. Dacă admitem că ultima valoare este aceea a pierderilor reale din fier, abaterile de la această valoare a mărimii P'_{Fe}, adică $\Delta P_{Fe} = P'_{Fe} - P_{Fe}$, pot ajunge — în limitele experimentării de faţă — pînă la aproximativ 15% din valoarea reală a pierderilor în fier, aşa cum rezultă din ultima coloană a tabelului de mai sus.

Considerăm că este mai convenabil să se determine valoarea reală a pierderilor prin construirea dreptei $P'_{Fe} = f(d)$ şi intersectarea ei cu axa ordonatelor, decît prin calculul acestei valori, cu ajutorul expresiei (10), după efectuarea unei compensări totale (cînd $d = 0$), deoarece această ultimă operaţie poate fi realizată cu un grad înalt de siguranţă numai dacă valoarea mărimii L_{d2} este cunoscută cu o bună precizie.

Rezultă deci că abaterea valorii măsurate clasic de la valoarea reală a pierderilor poate prezenta importanţă dacă diferenţa $d = (L_{d2}/L_a) - (R_2/R_a)$ nu este suficient de mică. Observăm că în cazul folosirii instrumentelor obişnuite de măsură această diferenţă este mică şi, deci, eroarea corespunzătoare este lipsită de importanţă în măsurările curente. Alegerea instrumentelor de măsură anexe ale aparatului Epstein nu poate fi totuşi, în general, cu totul arbitrară, din acest punct de vedere.

Bibliografie

[1] *Ifrim, A.* şi *Sărăcin, M.* Asupra efectului dispersiunii magnetice în aparatul Epstein la măsurarea pierderilor în fier. În: Electrotehnica 19, nr. 8 1971, p. 309–311.

[2] *Epstein I.* Die magnetische Prüfung von Eisenblech. În: ETZ, nr. 15, 1911, p. 363–368.

Intrat în redacţie la 10 V. 1971.

TEZE DE DOCTORAT

CZ 621.313.333–533.7:621.314.58 MID

TURIC, L. :**Contribuţii la comanda de frecvenţă a motoarelor asincrone cu invertoare care funcţionează pe principiul MID.**

Teză de doctorat, Institutul politehnic, Iaşi, 1971, 157 pagini.

În lucrare se analizează invertoarele care funcţionează pe principiul modulării impulsurilor în durată după o lege sinusoidală (procedeul subondulării), utilizate pentru comanda de frecvenţă a motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit. Invertoarele care funcţionează după acest principiu asigură la ieşire tensiuni cu conţinutul cel mai redus în armonici de joasă frecvenţă.

Pentru a fi posibile aprecieri cantitative asupra conţinutului în armonici al tensiunilor la ieşirea invertoarelor monofazate şi trifazate, se stabilesc dezvoltările în serie ale acestor tensiuni pentru modulaţia în durată bilaterală şi unilaterală. Se arată că la modulaţia bilaterală conţinutul în armonici este mai redus. Conţinutul în armonici al tensiunilor de ieşire este influenţat şi de defazajul dintre semnalele triunghiulare de înaltă frecvenţă şi cele sinusoidale de joasă frecvenţă, folosite pentru obţinerea impulsurilor modulate în durată. Influenţa acestui defazaj se reduce cînd creşte raportul frecvenţelor celor două semnale.

Deoarece în lucrare se propune un sistem cifric pentru comanda invertoarelor după procedeul modulării impulsurilor în durată, sînt date şi dezvoltările în serie ale tensiunilor de ieşire în cazul utilizării pentru modulare a aproximantelor sinusoidale. Aceste dezvoltări se stabilesc pe baza formelor de undă ale tensiunii la ieşirea invertoarelor, determinate prin punctele de intersecţie dintre semnalele triunghiulare şi aproximante. Se arată că la sinteza semnalelor sinusoidale în 12 intervale pe semiperioadă, conţinutul în armonici al tensiunilor de ieşire coincide practic cu acela din cazul modulării cu semnale sinusoidale ideale. De aici rezultă că o precizie mai mare de aproximare nu este justificată.

Sistemul de comandă propus şi experimentat cuprinde un generator trifazat cifric de aproximante sinusoidale, generatoare de semnale triunghiulare, modulatoare de impulsuri şi scheme logice prin intermediul cărora se asigură comanda tiristoarelor dintr-un invertor.

Aproximantele sinusoidale trifazate, folosite pentru modulaţia în durată a impulsurilor, se obţin la ieşirea a trei circuite de formare comandate de la acelaşi numărător în inel. Generatorul trifazat cifric este realizat în două variante, prima asigurînd aproximarea unei singure alternanţe a semnalului sinusoidal, a doua a ambelor alternanţe. În primul caz precizia de aproximare este mai bună, iar aproximanta sinusoidală se foloseşte în mod dife-

rit în cele două semiperioade ale semnalului sinusoidal aproximat, asigurînd modularea impulsurilor după o lege sinusoidală.

Modulatoarele de impulsuri sînt realizate cu comparatoare de nivel echilibrate, ceea ce creează posibilitatea de utilizare a lor în medii a căror temperatură variază în limite largi.

Sistemul de comandă cuprinde mai multe scheme logice, prin care se pot realiza, cu diferite invertoare, variantele procedeului subondulării în vederea unor studii comparative.

O variantă a sistemului de comandă realizat se verifică într-o instalaţie experimentală de reglare a vitezei unui motor asincron. A fost folosit un invertor Mac-Murray încărcat cu un motor de 1 kW. Rezultatele experimentale obţinute la modulaţia bilaterală şi unilaterală sînt comparabile în ceea ce priveşte posibilitatea de reglare a frecvenţei şi amplitudinii tensiunii de ieşire, dar la modulaţia bilaterală forma de undă a curenţilor absorbiţi de motor este mai bună.

RECENZIE

CZ 621.313.102.4

A. E. Fitzgerald, C. Kingsley şi A. Kusko. Maşini Electrice — ediţia III-a (Electric Machinery third edition). New York, Mc Graw-Hill Book Company, 1971, 622 pag.

Primele două ediţii ale lucrării profesorilor Fitzgerald şi Kingsley (Northeaster University şi Massachusets Institute of Technology) sînt pe deplin recunoscute în lumea specialiştilor. Alături de cărţile lui Kron, White şi Woodson ele au stat la baza „noului val" de Conversie Electromecanică a Energiei, şi împreună formează lucrări de căpătîi în literatura de specialitate Anglo—Saxonă. Ediţia a treia cooptează un nou autor, Alexandru Kusko, tot de la Massachusets Institute of Technology, autoritate în domeniul comenzii maşinilor electrice prin sisteme cu tiristoare. Faţă de ediţiile precedente lucrarea este adusă la zi atît în domeniul maşinilor clasice cît şi a aplicaţiilor speciale, iar un material grafic de ultimă oră a fost pus la dispoziţie de către diverse case constructoare americane. Doctorul Kusko a venit cu contribuţii importante în aplicaţiile semiconductoarelor şi în final a putut fi realizată o lucrare unitară care într-un volum relativ moderat (622 pag.) oferă cititorului o vedere de ansamblu asupra maşinilor electrice şi a aplicaţiilor lor industriale. Cartea a fost concepută ca un curs universitar, ca o lucrare etalon pentru colegiile americane şi se situează la mijlocul drumului între metodele clasice şi „moderniste" de tratare a maşinilor electrice.

Primul capitol, din cele 11 ale lucrării tratează transformatorul electric. Introducerea legilor generale şi de material permite tratarea corespunzătoare a regimurilor de gol şi de sarcină în condiţii idealizate a transformatorului monofazat. Sînt deduse diverse forme de circuite echivalente, iar pe baza lor diagramele de fazori. Transformatoarele trifazate, schemele de conexiuni, caracteristicile şi încercările specifice fac subiectul celui de al doilea subcapitol. În încheiere transformatoarele speciale, cu trei înfăşurări, de impuls şi autotransformatoarele sînt prezentate şi particularităţile lor discutate în detaliu.

Capitolul al doilea — Principiile de conversie electromecanică a energiei este o teorie generealizată a fenomenelor ce apar în maşinile şi sistemele electrice. Se definesc energiile acumulate în cîmpurile electrice şi magnetice şi pe baza lor se obţin relaţii generale ce guvernează forţele şi cuplurile în convertoarele electromecanice. În continuare sînt discutate diverse convertoare elementare, sînt introduse funcţiile de transfer şi diagramele bloc şi în general toate noţiunile necesare pentru tratarea în detaliu a diverselor tipuri de maşini şi sisteme electromecanice.

Capitolul al III-lea—Maşinile rotative—concepte de bază au drept scop reducerea maşinilor la modele matematice care pe baza celor prezentate în capitolul al II-lea să se preteze la o tratare teoretică corespunzătoare. Discuţia începe cu motorul sincron elementar şi continuă cu maşina asincronă şi de curent continuu, generarea tensiunilor electromotoare şi relaţiile cantitative corespunzătoare. În încheiere un subcapitol se ocupă de producerea cîmpurilor magnetice învîrtitoare şi a cuplurilor în maşinile polifazate.

Capitolul IV. „Maşinile electrice — considerente inginereşti" este într-un fel o reluare a capitolului anterior. De data aceasta maşina este privită însă de pe poziţia inginerului. Conceptele matematice introduse anterior sînt utilizate şi particularizate pentru fiecare tip de maşină în parte dar probleme speciale ca saturaţia, pierderile, randamentul, probleme de răcire şi ventilaţie, conjugarea performanţelor cu caracteristicile sarcinii oferă o înţelegere de ansamblu a problemei.

Capitolul V — Maşina de curent continuu, este un capitol asemănător oricărei cărţi „clasice" de maşini electrice şi analiza lor este realizată pe baze fizice şi nu pornind de la modele generalizate. Capitolul începe cu reacţia indusului, efectele saturaţiei şi fenomenele corespunzătoare de distorsiune a cîmpurilor în întrefier, respectiv efectele asupra comutaţiei, şi se încheie cu remediile — poli auxiliari şi înfăşurări de compensaţie. Sînt deduse şi prezentate caracteristicile, pierderile, metodele de comandă şi pornire, aplicaţiile specifice atît pentru motorul cît şi pentru generatorul electric.

Capitolul VI — Maşina sincronă — regimul staţionar — începe cu prezentarea maşinii cu rotor cilindric, a tensiunilor magnetomotoare şi a diagramelor de fazori corespunzătoare. Cuplul electromagnetic este dedus pe baza relaţiilor generale de conversie din capitolele II şi III la fel ca şi tensiunile electromotoare induse. Pe baza acestora este obţinut circuitul echivalent al maşinii sincrone şi caracteristicile în regim de generator. Al doilea subcapitol tratează efectele polilor aparenţi şi introduce teoria celor două reacţiuni. Corespunzător sînt obţinute ecuaţiile, diagramele de fazori şi caracteristicile puterii electromagnetice. În încheiere se discută efectele funcţionării în paralel cu sistemul, a generatoarelor electrice, schimbul de energie şi curbele în V.

Capitolul al VII-lea — Maşinile asincrone — regimul staţionar, debutează pe baza aceloraşi ipoteze ca şi maşina sincronă. Sînt discutate efectele reacţiei indusului şi pe această bază se deduce circuitul echivalent. Determinarea cuplului se face pornind de la balanţa de energie şi caracteristicile diverselor tipuri de maşini, cu simplă sau dublă colivie, bare înalte, sînt prezentate şi discutate. În încheiere sînt prezentate probleme specifice de pornire şi comandă : rezistenţe în rotor, schimbarea numărului de poli sau a variaţiei frecvenţei şi tensiunii de alimentare, cascade electrice sau mecanice.

Surprinzător este lipsa diagramei cercului, şi a problemelor de factor de putere cărora autorii nu le acordă prea multă atenţie, iar volumul acordat de 44 pagini este probabil mult prea redus pentru o analiză de detaliu a acestor maşini.

Capitolul VIII—Comanda motoarelor prin sisteme cu semiconductoare, aşa cum am amintit aportul Doctorului Kusko. După o trecere generală în revistă a terminologiei şi a metodelor specifice de control se face o introducere în teoria sistemelor de redresare. Se prezintă caracteristicile diodei şi ale tiristoarelor şi efectul sarcinii asupra curentului comandat. Primul exemplu este motorul de curent continuu cu redresor în monoalternanţă. Urmează comandă în punte simplă (trei tiristoare), efectul diodelor de curent invers, principiul de funcţionare a chopperilor şi posibilităţile lor de comandă a vitezei. În continuare este prezentat principiul de funcţionare al invertoarelor mono şi trifazate şi posibilităţile lor de comandă a maşinilor asincrone.

Capitolul IX — Dinamica mașinilor de curent continuu începe cu tratarea mașinii ideale. Pe baza ipotezei liniarității caracteristicilor magnetice sînt deduse ecuațiile atît pentru regimul de motor cît și cel de generator, și respectiv diagramele bloc. Sînt apoi prezentate mașinile speciale de curent continuu — metadina și amplidina precum și funcțiile de transfer respective. În continuare sînt discutate efectele saturației și posibilitățile de introducere a caracteristicilor neliniare în calcularea performanțelor mașinilor de curent continuu.

Regimurile tranzitorii și dinamice ale mașinilor de curent alternativ fac subiectul capitolului 10. Se discută scurtcircuitele mașinii sincrone și se definesc reactanțele și constantele de timp specifice. Corespunzător se determină un circuit echivalent și pe baza lui se obțin curenții pentru diverse regimuri de scurtcircuit. Tot pe baza circuitului echivalent se discută foarte pe scurt regimurile tranzitorii ale mașinii asincrone. Dinamica mașinii asincrone face subiectul subcapitolului următor. O analiză simplificată pentru regimul liniar precum și una mai complexă nonliniară. Metoda egalizării ariilor oferă elemente suficiente pentru înțelegerea problemei. Micromotoarele de curent alternativ sînt tratate în capitolul 10. Pe rînd se discută motorul asincron monofazat cu și fără capacități de pornire, cu poli ecranați, cu reluctanță variabilă histerezis și colector. În continuare este prezentată teoria celor două cîmpuri învîrtitoare pentru motorul monofazat, precum și schemele echivalente corespunzătoare, iar în încheierea subcapitolului, servomotorul asincron și perturbațiile sale de comandă. În încheierea capitolului, alte mașini speciale își găsesc foarte pe scurt descrierea, motorul pas cu pas, tahogeneratorul cu rotor-pahar, selsinele și transformatoarele rotative.

Așa cum se vede este vorba de un curs de introducere în mașinile electrice, pentru cititorul român un curs pentru nespecialiști, care însă oferă o imagine foarte clară și destul de completă asupra problemei. Spațiul nu a permis autorilor o analiză prea în detaliu a fenomenelor în mașini dar suficientă pentru cei care prima oară vin în contact cu mașinile electrice. Ceea ce este și mai interesant este faptul că Massachusets-ul ,,citadela'' conversiei electromecanice a produs după zece ani o carte aproape ,,clasică'', revenind la metodele europene de tratare a mașinilor electrice.

Nu trebuie totuși să trecem cu vederea însă după părerea noastră o scădere a lucrării, marcînd într-un fel un soi de ,,generation gap''. Studentul de astăzi cînd ajunge la cursul de mașini electrice este pe deplin stăpîn pe tehnica programării și a calculatoarelor numerice și problemele cele mai complicate de regimuri tranzitorii în sisteme liniare sau neliniare cer numai găsirea unui model matematic adecuat și a unor subrutine corespunzătoare. Este păcat că o astfel de sculă nu este folosită și uneori se apelează la modele simpliste, este adevărat clasice dar astăzi nenecesare. Cu această observație, cartea rămîne o lucrare valoroasă cu un material grafic excelent, peste 50 de fotografii și peste 200 de probleme și merită să fie consultată de toți cei interesați în predarea mașinilor electrice.

Dr. Ing. *Răzvan Măgureanu*

CZ 621.313.32

W. NÜRNBERG ȘI F. LAX **Synchron — Maschinen.** Mașin sincrone. Elitera Verlag Berlin 1970, 340 p.

În anul 1940 a apărut în editura Julius Springer Berlin volumul ,,Die Prüfung elektrischer Maschinen'' de prof. Werner Nürnberg, șeful laboratorului de încercări de mașini electrice din concernul AEG. Lucrarea bucurîndu-se de o foarte bună apreciere în grupul specialiștilor, a avut drept consecință chemarea autorului ei ca profesor de Mașini Electrice la Universitatea Tehnică din Berlin (vest). Acesta păstrîndu-și mai departe și funcția deținută în cadrul AEG, adept convins al legăturii ce trebuie să existe între activitatea practică și cea teoretică, a reușit să amplifice aceentul pus pe latura teoretică chiar în cazul practicei pure și să înființeze o editură proprie intitulată ,,Elitera Verlag'', care a dat publicității pînă acum (1971) o serie de 23 volume (titluri) toate din domeniul electrotehnicii. Printre acestea, unul din ultimile volume apărut în anul 1970 poartă titlul ,,Mașini Sincrone''.

Lucrarea redactată de 33 specialiști, sub directa conducere a Prof. Werner Nürnberg este împărțită în 12 capitole. Se redă mai jos rezumatul materialului tratat, după care se vor scoate în evidență anumite capitole, care par mai importante pentru specialiștii noștri.

Lucrarea începe cu o scurtă introducere în noțiunile fundamentale, caracteristicile și modul de funcționare al mașinii sincrone. Chiar de la început și anume din capitolul 2, se poate aprecia nivelul lucrării. În acest capitol se poate considera ca extrem de interesantă diagrama de la figura 2/6 (pag. 18) unde se reprezintă grafic funcționarea unui turbogenerator de 125 MVA de 10,5 kV la 3000 rot/min în 4 variante : cu răcire de aer, de hidrogen la 0,035 at, la 1 at, și la 2 at de unde rezultă că aceeași mașină răcită cu hidrogen la 2 at își dublează puterea.

Urmează apoi o descriere amănunțită a construcției din punct de vedere mecanic. Aici se dau amănunte asupra problemelor de construcție și de prelucrare, specifice mașinilor sincrone de puteri foarte mari, discutîndu-se probleme speciale ale bobinajelor și răcirii acestora.

Un rol important se acordă excitației, care astăzi poate fi rezolvată cu ajutorul tiristoarelor.

După analiza reglajului automat al tensiunii și al protecției, se dau indicații nu numai asupra diferitelor întrebuințări ale mașinilor sincrone ci și asupra experiențelor făcute timp de mai multe decenii cu mașinile sincrone la instalațiile de compresoare, navale și de laminoare, precum și asupra utilizării mașinilor sincrone în centrele hidraulice, termice cu turbine cu aburi și gaze. Ca încheiere se tratează problemele de transport, montaj și punere în funcțiune. Apoi se arată ultimile prescripții și norme în acest domeniu.

Captolul 3 tratînd despre aspectul constructiv al mașinii sincrone, împărțit și el în 77 subcapitole, este însoțit de numeroase figuri, dintre care se pot menționa figurile 3/11 pînă la 3/18 (pag. 33—35) unde se dau detalii asupra bobinajelor statorice și rotorice. O altă figură interesantă este aceea de la pag. 43 unde se arată modul de fixare al capetelor de bobină din stator, pentru a se putea face față marilor eforturi dinamice în caz de scurtcircuit la care curenții se ridică la valori de mai multe mii de amperi. O figură tot atît de interesantă figura 3/29 (pag. 44) reprezintă racordul unui bobinaj statoric răcit cu apă.

Cunoscînd dificultățile care le provoacă în practică inelele colectoare cu periile respective se tratează în cap. 3.4.2.10 la pag. 61, soluția modernă a excitației fără perii.

În cap. 3.10 se tratează generatorul sincron de frecvență medie, cu un capitol special privind comportarea acestei mașini în exploatare.

Capitolul 4 tratează comportarea mașinii sincrone în exploatare reprezentîndu-se la pag. 102 și 103 diagramele de sarcină ale unei mașini cu poli înecați precum și cu poli aparenți. În subcapitolul 4.2 se analizează demarajul asincron al mașinii sincrone. Capitolul 5 este dedicat excitației mașinii sincrone, descriindu-se excitația prin amplidină și în mod detaliat excitația prin redresoare atît de tipul comandat cît și de cel necomandat, arătîndu-se în paragraful 5.3.2 de la pag. 125 baza de dimensionare a instalației de excitație prin redresoare.

Mai multe subcapitole ale capitolului 5 tratează măsurile de protecție în legătură cu intervenția excitației în cazurile de scurtcircuit, insistîndu-se asupra dezexcitării rapide și asupra protecției în cazurile de pierderea tactului.

Cap. 6 tratează reglajul automat, iar capitolul 7 problemele de protecție în legătură cu reglajul automat al tensiunii. Pe lîngă montajul clasic al regulatorului Tirrill cu contacte vibrante, se mai descrie reglajul automat prin tiristoare precum și acela prin transductoare magnetice. Subcapitolul 7/2 se referă la problema protecției contra punerii la pămînt. Capitolul 8 tratează despre construcțiile speciale ale generatoarelor sincrone, insistîndu-se în mod deosebit asupra generatoarelor de impuls la scurtcircuit, descriindu-se un model de 3000 MVA cu detalii asupra fixării capetelor de bobină.

Subcapitolele 8.2 și 8.3 prezintă mașinile pentru puteri reactive, iar alte subcapitole agregatele formate din generator sincron și redresor, pentru alimentarea instalațiilor de electroliză precum și cazul generatoarelor sincrone monofazate destinate sudurii electrice.

Capitolul 9 este destinat mașinii sincrone ca motor sincron insistîndu-se asupra sincronizării automate. Se descrie instalația unui motor sincron cuplat cu un compresor cu pistoane, care funcționează simultan ca motor de antrenare și ca generator de putere reactivă. Într-un subcapitol se descrie mașina sincronă funcționînd pe nave marine, arătîndu-se avantajele folosirii mașinii sincrone de turație joasă (cu mulți poli) la antrenarea elicelor navei dîndu-se ca exemplu un motor sincron de 3600 kW la 120 rot/min. Un alt subcapitol se ocupă de problema demarajului descriindu-se fenomenele nestaționare din momentul pornirii.

Capitolul 10 cuprinzînd circa 100 pagini tratează tipurile de mașini sincrone folosite în centralele electrice începînd cu o expunere succintă asupra proiectări centralelor electrice. Într-o diagramă foarte explicită se arată evoluția generatoarelor din centralele electrice (fig. 10/2 pag. 220). Pînă în anul 1950 se foloseau generatoare cu răcire de aer, iar din 1950 și pînă în 1960 cele cu răcire de hidrogen, iar cu începere din 1960 au apărut cele răcite cu apă și hidrogen, avînd drept consecință scăderea volumului mașinii de la 0,4 m^3/MVA la sub 0,06 m^3/MVA.

Subcapitolul 10,3 tratează domeniul generatoarelor sincrone destinate alimentării căilor ferate electrice, iar subcapitolul 10.4 domeniul instalațiilor destinate să intervină în mod automat cînd din diferite motive a ieșit din funcțiune sursa principală. Figurile 10/25 pînă la 10/31 reprezintă toate variantele de conexiune a unor astfel de centrale. Subcapitolul 10/6 tratează problema centralelor electrice cu turbine de gaze, descriindu-se în mod deosebit turbinele de gaze tip Rolls-Royce.

Subcapitolul 10/7 tratează pe 40 pagini tipurile de mașini sincrone folosite în centralele hidroelectrice insistîndu-se asupra problemei sincronizării.

Capitolul 11 se ocupă de exploatarea turbogeneratorului dîndu-se indicații asupra problemelor care se ivesc la transportul acestor mașini în greutate de peste 100 Mp. Deoarece punerea în funcțiune după efectuarea montajului care se face de obicei într-o atmosferă umedă, se menționează necesitatea de a se usca bobinajul mașinii indicîndu-se detaliat procedeele uzuale. O serie de subcapitole se ocupă cu supravegherea care trebuie să fie acordată mașinilor precum și cu întreținerea lor, descriindu-se într-un subcapitol măsurile ce trebuie să fie luate pentru deparazitarea radiofonică.

În capitolul 12 se expun normele și prescripțiile germane, valabile pentru aceste mașini de putere foarte mare.

Din expunerea făcută pînă acum și din faptul că printre cei 33 de colaboratori se găsesc numeroși profesori de la universitatea tehnică din Berlin-Vest se poate constata cîtă importanță se acordă azi în marile întreprinderi industriale, legăturii dintre teorie și practică. Lucrarea poate fi de mare folos inginerilor care lucrează fie în fabricile constructoare de mașini, fie în centralele electrice.

ing. *Anghel Vasilescu*

CZ 621.313.39.001.5

I. M. Postnicov și V. V. Ralle **Motoare sincrone reactive** (Sinhronnie reactivnie dvigateli). Kiev, Ed. Tehnică, 1970, 148 pag.

Motorul sincron reactiv este în prezent larg folosit ca element component al instalațiilor automate. El s-a impus în gama de puteri cuprinsă între cîțiva zeci de watti și cîțiva zeci de kilowatti, datorită construcției sale simple și ieftine și datorită fiabilității ridicate; este utilizat mai ales în acționările speciale, de mică putere, unde este necesară o viteză constantă în condiții în care cuplul de sarcină și tensiunea de alimentare variază.

În U.R.S.S. este actuală problema realizării unei serii unitare de motoare sincrone reactive; metodica de calcul elaborată de autori este destinată acestui scop. Lucrarea se referă la motoarele sincrone reactive trifazate, dar multe din recomandări și din relații se pot folosi și pentru proiectarea motoarelor monofazate. Materialul expus în lucrare reprezintă în mare parte rezultatele cercetărilor întreprinse de autori în domeniul teoriei și calculului acestor motoare însă în anumite capitole sînt folosite și rezultatele obținute de către alți autori.

În capitolul 1 se prezintă principiul de funcționare, particularitățile constructive și ecuațiile principale ale motorului sincron reactiv.

În capitolul al 2-lea face analiza cîmpului magnetic din întrefierul motorului sincron reactiv trifazat. Se determină armonicile spațiale ale cîmpului magnetic, permeanța întrefierului și se construiește spectrul cîmpului folosind hîrtia electroconductoare. Pentru cazurile rotorului cu poli aparenți obișnuiți, al rotorului cu canale de sincronizare suplimentare și al rotorului cu segmenți se determină coeficienții ce caracterizează cîmpul magnetic din întrefier.

În capitolul al 3-lea se prezintă funcționarea în regim sincron. Se scriu ecuațiile principale, se stabilește expresia cuplului electromagnetic, se construiește schema echivalentă și diagrama circulară și se discută influența armonicilor superioare ale cîmpului magnetic asupra funcționării în regim sincron.

În capitolul al 4-lea se studiază procesul de pornire. După ce se scriu ecuațiile regimului asincron stabilizat, se stabilește expresia cuplului electromagnetic și schema echivalentă. Se analizează ieșirea din sincronism și se discută cuplurile sincrone parazite existente la pornire.

În capitolul al 5-lea se analizează cîteva regimuri speciale de funcționare și anume regimul de funcționare la frecvență variabilă și regimul alimentării nesimetrice.

Capitolul al 6-lea este consacrat problemelor de proiectare. Se dau indicații privind alegerea dimensiunilor principale, a solicitărilor electromagnetice, a întrefierului, a înfășurării statorice, a dimensiunilor constructive ale rotorului.

În capitolul al 7-lea se dau formule de calcul pentru determinarea parametrilor schemei echivalente, pentru calculul parametrilor înfășurării rotorice echivalente după axele b și q, pentru calculul caracteristicilor de funcționare și de pornire. În încheiere se prezintă un exemplu de calcul pentru un motor sincron reactiv trifazat de 180 W; 1500 rot/min; 220 V pe fază.

Bibliografia cuprinde 98 titluri, reprezentînd lucrările apărute în ultimii ani.

Cartea este destinată inginerilor, tehnicienilor și cercetătorilor științifici care se ocupă cu teoria și proiectarea motoarelor sincrone reactive, precum și studenților facultăților de electrotehnică.

Ing. *Aurelian Crăciunescu*

REFERATE

CZ 35 *Administrație publică*

CZ 351.811.115.5.001 : 681.3

Pusch, R. **Proiectarea iluminatului străzilor cu ajutorul calculatoarelor** (Projektieren der Strassenbeleuchtung mit Daten verarbeitungsanlagen). În: Siemens-Zeitschrift, nr. 5, 1971, p. 379—382, 3 fig.

Față de proiectarea din trecut a iluminatului străzilor, unde se lua ca bază valoarea iluminării, se demonstrează că acum proiectantul trebuie să țină sema în primul rînd de densitatea de iluminat'', definită ca fluxul de lumină reflectat de către suprafața străzii și care ajunge în ochii celui ce circulă pe stradă, deoarece această densitate de iluminat este singura mărime a tehnicii iluminatului, care oferă un raport direct între fiziologia vederii și mărimile din tehnica iluminatului. Prescripțiile DIN în această privință au fost modificate în consecință.

Densitatea de iluminat este influențată de trei complexe:
— curbele distribuției de lumină;
— geometria pozării corpurilor de iluminat;
— însușirile de reflexie ale străzii.

Pentru calculul densității de iluminat se utilizează diagrama ,,EP'' (poziție echivalentă), care se construiește cu ajutorul a 4 indici prin metoda ,,qs'', care este descrisă în amănunt, ajungîndu-se la coeficienți medii privind uniformitatea iluminatului atît în lungul străzii cît și perpendicular pe stradă.

După metoda descrisă, ale cărei operațiuni necesită un timp destul de îndelungat, lucrează și instalația de prelucrat date DVA 4004/55 a firmei Siemens. În aceasta sînt imprimate pe bandă curbele de distribuție ale luminii de la 40 de corpuri de iluminat, este apoi codificată și imprimată pe bandă geometria instalației de iluminat a străzii și astfel pot fi calculate intensitățile de iluminat în fiecare punct al străzii. Și cei patru indici de reflexie ai pavajului, care se pot ușor măsura cu un ,,reflectometru'' sînt necesitați de instalația DVA, care ne furnizează o diagramă completă ,,EP'' inclusiv calculul matematic al relațiilor din procedeul ,,qs''. Este redată fotografia unei foi din calculator, pentru un anumit corp de iluminat așezat în condițiile schițate. Foaia conține și coeficientul de iluminat în lung și în lat'' al străzii. În încheiere urmează cîteva amănunte privind măsurătoarea în exemplu de față.

Gh. C.

CZ 535.21 *Propagarea și energetica radiațiilor. Efectele radiației luminoase*

CZ 535.215 : 539

TONON, G. **Laserul și fusiunea termonucleară** (Le laser et la fusion thermonucléaire) În: L'onde électrique, vol. **50**, fasc. 7, 1970, p. 590—598, 1 fig., 2 ref.

De la apariția sa în anul 1962, laserul declanșat, care emite o putere mare într-un timp foarte scurt și al cărui fascicul poate fi focalizat pe un mic volum, a suscitat un interes considerabil printre fizicienii lucrînd în tehnica plasmei, în special pentru domeniul fusiunii termonucleare rapide. În acest sens cercetările întreprinse la Institutul Lebedev (URSS) și la Centrul de studii Limeil (Franța), au arătat că pot fi obținute densități de energie deosebit de ridicate.

Pornind de la 2 modele teoretice descriind interacțiunea laser-materie (unul pur conductiv, celălalt hidrodinamic) s-au determinat caracteristicile laserului pentru care se poate obține un bilanț de energie pozitiv, ceea ce constituie o etapă importantă pe drumul fusiunii termonucleare.

După calculele făcute, se arată că într-un viitor apropiat, regimul conductiv poate să conducă la progrese sensibile în tehnică, motivat și de apariția recentă a laserilor moleculari sau chimici cu randamente mai ridicate, de 10%.

Fl. T.

CZ 536.2 *Transmisia căldurii. Conducție. Convecție*

CZ 536.24 : 621.3.017.75

CABBLE, M. H. **Transferul de căldură în medii stratificate în prezența unor surse termice distribuite în volum, cu surse termice discrete pe interfețe și condiții la limită dependente de timp** (Heat transfer în composite media subject to distributed sources, and time — dependent discrete sources and surroundings). În: Journal of the Franklin Institute **290**, nr. 5, 1970, p. 453—465.

Se rezolvă ecuația ce dă distribuția de temperatură în fiecare din secțiunile unui mediu stratificat. Mediul constă din k plăci, cilindri sau sfere din materiale diferite prezentînd surse distribuite precum și $k-1$ surse discrete pe interfețe. Fiecare mediu este caracterizat printr-o distribuție arbitrară inițială a temperaturii și ansamblul schimbă căldură pe frontierele exterioare cu două medii ambiante în condiții dependente de timp.

Soluția este obținută prin introducerea unei noi variabile dependente ceea ce duce la ecuație diferențială cu derivate parțiale avînd condiții la limită omogene. Soluția ecuației diferențiale cu derivate parțiale obținute sub forma unei serii de infinite de funcții rezultă folosind relații de ortogonalitate de tip Vodicka. Metoda se reduce la o problemă Sturm-Liorwille pentru $k = 1$.

O.L.

CZ 538.3 *Electromagnetism. Electrodinamică*

CZ 538.312 : 539.215

PL. ANDRONESCU **Contribuția fenomenului electromagnetic la lămurirea mișcării particulei de substanță sub aspect energetic.** În: Buletinul științific și tehnic al Institutului politehnic Timișoara, tom **14** (28) fasc 2, iulie — dec 1969, p. 655—670

Considerînd particula materială supusă unor acțiuni electromagnetice, sînt aplicate relațiile mecanice și sînt analizate fenomenologic în scopul de-a verifica dacă ele interpretează just ceea ce se petrece în natură. Rezultatul este afirmativ pentru: principiul inerției, principiul energetic și legea lui Newton. Aceste temeiuri verificate duc la definirea unei ,,funcții energetice'' W^x prin care se obține impulsul $I = \partial W^x / \partial v$ și apoi a unei ecuații diferențiale în care figurează această funcție energetică:

$$\frac{\partial W^x}{\partial \beta}(1 - \beta^2) + \beta W^x = 0 \quad \text{în care} \quad \beta = \frac{v}{v}.$$

Pe baza funcției energetice pot fi determinate mărimile fundamentale ale mecanicii relativiste.

O ecuație analogă folosind însă funcția lui Lagrange a fost introdusă în mecanica relativistă dar în mod eronat considerînd suma energiilor cinetice și potențiale ca variabilă pe cînd în realitate este constantă.

Asemenea erori pot interveni ori de cîte ori, ne mulțumim numai cu concordanță formală dintre teorie și experiment, ignorînd faptul, așa cum s-a arătat că nu întotdeauna interdependența dintre mărimi, prezentată într-o formulă coincide cu acea interdependentă dintre mărimi, care realmente se manifestă în fenomen, fără ca relația matematică, să-și piardă valabilitatea ei.

P.C.

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3—523 : 621.382.3

R. A. OWEN **Sincoparea ciclică a comenzii cu tiristoare în curent alternativ** (Cycle Syncopation a.c. thyristor control). În: Electrical Review, vol. **188**, nr. 1, ian 1971, p. 15—17.

Cea mai utilizată metodă pentru comutarea tiristoarelor este comanda unghiului de fază. Această metodă poate conduce la ,,poluarea cu armonici'' a rețelei de alimentare. Pentru reglajul puterii în curent alternativ se utilizează pe fază o pereche de tiristoare legate în paralel dar de sens opus. Creșterea bruscă a curentului, în momentul în care tiristorul devine conductibil, la valori ridicate ale tensiunii instantanee, provoacă armonici și interferență. La unghiuri de aprindere cuprinse între 120 și 150°, care corespund unor puteri de ieșire reduse, armonica trei depășește 50%, iar armonica cinci 40% din fundamentală. Eliminarea problemelor ridicate de producerea armonicilor este posibilă prin aplicarea sistemului de reglaj cu utilizarea unor cicluri complete ale puterii rețelei, în locul semi-perioadelor tăiate care apar în cazul comenzii prin controlul unghiului de fază.

Sincoparea ciclică este o formă de aprindere sincronizată care poate fi aplicată atît în instalații monofazate cît și în cele trifazate. Puterea în circuitul consumator este furnizată în perioade complete ale rețelei de alimentare, puterea medie necesară fiind dată în numărul minim de perioade posibile. Astfel, 50% din putere este realizată cînd o perioadă circuitul este descris, iar o perioadă este blocat. De asemenea, 25% din putere este dată atunci cînd trei perioade circuitul este închis, iar o perioadă deschis etc. Cu această metodă de comandă, curentul de sarcină este sinusoidal, nu apar distorsiuni, factorul de putere rămîne constant, se previn orice variații de temperatură. Dacă lucrează un număr mare de consumatori în paralel, prevăzuți cu sincopare ciclică, sarcina intermitentă se aplatisează.

T.C.

CZ 620.9 *Economia energiei în general*

CZ 620.9 : 536/537

M. Barak. **Baterii şi pile de combustie.** (Batteries and fuel cells). În: IEE — Rev. Special issue of the Proc. IEE, **117**, 1970, p. 1561—1584.

Se face o trecere în revistă a progreselor obţinute în domeniul diverselor construcţii de elemente galvanice. Astfel, pentru alimentarea aparatelor de televiziune portative, al magnetofoanelor, aparatelor de ras etc., s-au dezvoltat baterii Leclanché cu o capacitate de 4—18 ori mai mare ca cele întîlnite la construcţiile clasice. Pentru acumulatoarele tip nichel-fier, s-au realizat electrozi fritaţi cu energii înmagazinate ridicate, menţinute atît la temperaturi ridicate, cît şi scăzute (avioane, vehicule militare etc.).

Energia specifică în W oră/kg a acumulatoarelor cu plumb şi nichel a crescut în ultimele decenii cu circa 20% la bateriile pentru vehicule, 35% la bateriile utilizate în tracţiune şi cu circa 200% la bateriile staţionare.

Pilele Ag-Cd deja prezintă o energie specifică dublă în comparaţie cu soluţiile clasice, iar cele tip Na-S funcţionînd la 350°C, furnizează o energie specifică de 12 ori mai ridicată; constructorii afirmă că aceasta nouă pilă, suportă cîteva zeci de cicluri încărcare-descărcare.

În ceea ce priveşte construcţia de pile de combustie, se arată că pînă în prezent nu s-au reuşit să se realizeze prototipuri economice, în special datorită catalizatorilor realizaţi din materiale preţioase. Pila hibridă de combustie tip Zn-aer este constituită dintr-un anod de zinc similar pilelor Leclanché şi un catod aer, la fel ca la pilele de combustie.

Cîteva date semnificative ale unor construcţii de elemente galvanice, merită a fi menţionate:

Performanţe

Tip	Putere specifică, W/kg	Energie specifică, W oră/kg
Plumb	7 ·.. 31	18...31
Ni—Fe	7...40	31...36
Ni—Cd	7...44	36...40
Ag—Zn	24...150	80...100
Ag—Cd	20...66	51...60
Na—S	220	300
Na-aer	90	350
Zn-aer	60	200

CZ 621.312 *Industria electrotehnică*

CZ 621.312.001.2

G. R. Bull. **Produsele noi şi cadrul proiectării** (New products and the design enviroument). În: Electrical Review, vol **187**, nr. 24, dec. 1970, p. 834—838, 3 fig, 3 tabele.

Alegerea materialelor în proiectarea unui produs electrotehnic are un efect considerabil asupra calităţii şi competitivităţii pe pieţele internaţionale. Disponibilitatea şi folosirea noilor materiale este strîns legată de noile invenţii. Din 139 de invenţii, 60% au fost finalizate cu succes în U.S.A, 15% în Anglia, 9% în Germania, restul de 16% fiind aplicate de restul lumii. Folosirea unui material pentru o parte specifică a unui produs este rezultatul final al unui lung lanţ de discuţii, experimentări şi decizii, luate de mulţi indivizi. Proiectantul trebuie să cunoască toate materialele posibil a fi utilizate şi trebuie să posede un sistem de alegere logică. În general produsele electrotehnice sînt realizate dintr-o colecţie de materiale, niciunul nefiind unic vital în acest sens. Fiecare poate fi înlocuit printr-o alternativă, şi toate au fost alese ca rezultat al unui compromis. În prezent este posibil să fie proiectate materiale pentru scopuri specifice, pornind de la conceptul structural. Cu toate că proiectarea unei piese a echipamentului trebuie să fie considerată ca o entitate, la care unele materiale joacă mai mult de un singur rol, este probabil posibil să fie separate materialele în patru categorii: structurale; izolante; conductoare; magnetice. Criteriul de utilizare al unui material structural pentru aparate electrice depinde de produsul avut în vedere, de mărimea lui, de volumul de producţie şi piaţa de desfacere. Alegerea este un compromis bazat pe cost, proprietăţi mecanice, termice, compatibilitatea cu celelalte materiale, amortizarea zgomotului şi aspectul. Pe lîngă metale se utilizează în prezent, pe scară largă, materialele plastice. Dacă rata de creştere se păstrează se crede că în jurul anului 1985 producţia de mase plastice va depăşi pe cea de metale. Al treilea grup sînt materialele naturale, ca lemnul, preşpanul, hîrtia şi asbestul, de asemenea sticla. În domeniul izolanţilor multe materiale clasice tind să se menţină, datorită calităţilor bune şi preţului redus. Materialele plastice au căpătat o utilizare largă şi se impune tot mai mult. Instabilitatea şi creşterea permanentă a preţului cuprului a condus la utilizarea pe scară largă a aluminiului. Există perspective pentru utilizarea sodiului, luîndu-se măsurile de protecţie necesare. În domeniul materialelor magnetice nu se întrevăd progrese spectaculoase, în viitorul apropiat, a fost dezvoltată o largă varietate de materiale pentru magneţi permanenţi.

T.C.

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.33-585.3

G. Secuier. **Variaţia vitezei unui motor asincron.** (La variation de vitesse du moteur asynchrone). În: L'électricien, **84**, nr. 2126, 1971, p. 72—78.

Domeniul acţionărilor cu viteză variabilă capătă pe zi ce trece o importanţă mai mare, trecînd de la acela bazat pe utilizarea maşinilor de curent continuu la acela bazat pe utilizarea maşinilor asincrone.

Este de aşteptat ca în scurt timp, odată cu ieftinirea tiristoarelor, motorul asincron utilizat în asemenea acţionări să conducă la soluţii mai puţin costisitoare ca cele întîlnite astăzi.

Se expun succint principalele procedee ce se pot aplica la maşinile asincrone ca şi aplicaţiile posibile. Este de aşteptat apariţia a noi tipuri de maşini electrice ca şi echipamente complexe: graduator trifazat, cicloconvertizoare etc.

Se prezintă schemele de principiu a unor variatoare de viteză ce utilizează maşini de curent continuu sau asincrone, elementele componente şi destinaţia.

Fl.T.

CZ 621.314 *Transformarea energiei electrice*

CZ 621.314.572

F. Amrein şi K. Leimgruber. **Onduloare statice** (Onduleurs statiques). În: Revue Brown Boveri **57**, nr. 5, 1970, p. 227—237.

Onduloarele statice sînt din ce în ce mai mult folosite ca surse de alimentare de siguranţă în instalaţiile ce necesită o alimentare neîntreruptă (convertizoare de frecvenţă şi pentru stabilizarea tensiunii şi frecvenţei). Faţă de convertă zoarele rotative, convertizoarele statice cu tiristoare prezinaavantaje certe prin insensibilitate la temperatură şi vibrsţii, randament ridicat, greutate şi volum redus, caracteric tici dinamice excelente şi posibilitate de a intra în funcţiune imediat după anclanşare. Pot fi realizate onduloare static ce asigură o alimentare neîntreruptă, fapt ce prezintă un interes deosebit pentru alimentarea calculatoarelor electronice, a instalaţiilor de elecomunicaţie şi telecomandă.

Se prezintă diferite tipuri de onduloare mono şi trifazate precum şi gama de onduloare statistice realizate de firma Brown Boveri de puteri între 2,5 şi 200 kVA. Onduloarele monofa-

zate, de puteri pînă la 30 kVA, asigură tensiuni de ieşire de 120 şi 220 V cu abateri de ±1%, un coeficient de distrosiune mai mic de 5%. Onduloarele trifazate, de puteri pînă 200 kVA, au pentru sarcină simetrică performanţe similare cu cele monofazate. Pentru sarcină asimetrică cu 25%, abaterea tensiunii de ieşire poate atinge ±5%.

O.L.

CZ 621.314.63.012.8

G. Tournois. **Principalele aplicaţii ale schemelor redresoare** (Les principales applications des montages redresseurs). În: L'électricien, **84**, nr. 2124, 1971, p. 8—14.

Cîmpul de utilizare al schemelor redresoare este extrem de vast, autorul încercînd în lucrare să analizeze această problemă funcţie de aplicaţii şi de tipul montajului (monofazat sau trifazat).

Se analizează de asemenea schemele trifazate în punte Graëtz sau în dublă stea cu bobină de absorbţie, utilizate în metalurgie, manutenţiune, galvanoplastie, electrochimie sau tracţiune. Performanţele unor prototipuri sînt spectaculoase, aşa cum este cazul unei unităţi de conversie de 50 MW şi la o valoare a curentului de 120 000 A.

Pentru cazul în care se utilizează tiristoare, se descriu punţile mixte (mono şi trifazate) cele mai curent utilizate în construcţiile de variatoare de viteză, redresoare pentru încărcarea bateriilor, onduloare, convertizoare etc.

Lucrarea face o reuşită trecere în revistă a realizărilor în domeniu.

Fl.T.

CZ 621.315.6 *Materiale izolante*

CZ 621 315 615 : 531.733

G. Limke. **Un nou aparataj pentru stabilirea rezistenţei faţă de gazificare a uleiurilor izolante în cîmpul electric** (Neue Apparatur zum Bestimmen der Gasfestigkeit von Isolierölen im elektrischen Feld). În: Siemens-Zeitschrift, nr. 5/1971, p. 382—385, 3 fig., 3 graf.

Deoarece curînd după introducerea cablurilor sub ulei de joasă presiune au intervenit deranjamente datorite formării de ulei, s-au întreprins cercetări şi s-a ajuns la concluzia că unele uleiuri izolante, datorită ionizării în cîmpul electric, au însuşirea de a produce gaze, iar altele de a consuma gaze deja existente. Azi nu se mai utilizează pentru îmbibarea cablurilor decît uleiuri, care absorb eventualele gaze existente. Orice cablu este supus actualmente „probei de rezistenţă la gaze" înainte să părăsească fabrica producătoare. Pentru astfel de probe nu există încă aparaturi recomandate naţional sau internaţional. Una din primele aparaturi a fost cea a firmei. Pirellei-Milano, care este descrisă cu ajutorul unui desen. O aparatură asemănătoare este cea a lui Th. Wärner, la care în loc de gaz se utilizează aerul. Ambele procedee de mai sus prezintă dezavantajul că din cantitatea mare de ulei este supus contactului cu gazul doar o mică parte. Spre deosebire de cele de mai sus o nouă aparatură prezintă deosebite avantaje: întreaga cantitate de ulei este supusă încărcării; uleiul nu vine în atingere cu vreun electrod metalic ci doar cu tubul de sticlă şi aici se poate lucra cu orice fel de gaze. Sînt arătate trei grafice conţinînd rezultatul experienţelor prin această metodă utilizîndu-se hidrogrenul cu gaz pentru absorbţie. Ca abscisă la cele trei grafice s-a luat durata în ore la 50 Hz respectiv 500 Hz, iar ca ordonată gazul aspirat. Motivul pentru care s-a recurs şi la frecvenţe mai ridicate a fost faptul că la frecvenţele joase a fost faptul că la frecvenţele joase timpul de încărcare este prea lung.

Gh.C.

CZ 621.316 *Distribuţia şi reglajul energiei electrice*

CZ 621.316.721.024 : 621.335

P. Knapp. **Regulatorul de curent continuu, organ de comandă a vehiculelor în curent continuu** (Le régleur de courant continu, organe de comandă des véhicules moteurs à courant continu). În: Revue Brown Boveri **57**, nr. 6/7, 1970, p. 252—270.

Unul din elementele esenţiale ale regulatorului de c.c. este circuitul chopper realizat cu componente statice care permite, prin conectarea şi deconectarea periodică a unui circuit, convertirea fără pierderi a unui curent continuu într-un curent continuu de altă tensiune. Circuitul poate fi privit ca un transformator de curent continuu. Gama de reglaj a tensiunii continue are o influenţă determinantă asupra costului. Pentru motoare de putere redusă pot fi folosite circuite simple de variere a frecvenţei cu indice de pulsaţie egal cu unitatea. Pentru puteri mai mari este preferabilă folosirea circuitelor cu două sau mai multe pulsuri prin combinarea mai multor choppere avînd pulsurile defazate între ele astfel ca să se obţină o reacţie multifază asupra filtrului de intrare şi eventual asupra motoarelor. Se poate obţine în acest fel o gamă largă de reglaj prin mijloace simple. Regulatoarele de curent continuu folosite în tracţiune permit atît frînarea prin recuperare cît şi frînarea reostatică.

O.L.

CZ. 621.317 *Tehnica măsurilor electrice*

CZ 621.317.2.012.8 : 621.3.064.2

L. R. Bergström şi A. Slattermark. **Instalaţie de încercare sintetică în laboratorul de mare putere „ASEA"** (Installation d'"essai synthétique au laboratoire ASEA de grande puissance) În: ASEA-Revue, nr. 2, 1971, p. 46—50.

Articolul tratează descrierea instalaţiei de încercare sintetică a disjunctoarelor de înaltă tensiune. În general încercările de anclanşare şi de declanşare a disjunctoarelor (încercările de scurtcircuit) se efectuează în circuit direct, adică într-un circuit, în care atît curentul şi tensiunea tranzitorie cît şi tensiunea de restabilire la frecvenţa de serviciu se emană de la aceeaşi sursă energetică, această sursă putînd fi o reţea de energie sau un alternator special.

Într-un circuit sintetic curentul de scurtcircuit provine dintr-o sursă (circuitul curentului), iar tensiunea de la o altă sursă (circuitul tensiunii). În mod normal tensiunea circuitului de tensiune este mult mai ridicată decît cea a circuitului curentului.

Dintre diferitele sisteme cu curent sintetic laboratorul ASEA a adoptat circuitul „cu injecţia de curent". Sistemul se caracterizează prin aceea că circuitul de tensiune se leagă la bornele disjunctorului încercat înaintea trecerii prin zero a curentului, în aşa fel încît curentul, care trece prin disjunctor tocmai cînd are valoarea zero, provine doar din circuitul tensiunii, (curentul „injectat"). În baza unei scheme a instalaţiei, care conţine şi elementele auxiliare (capacităţi, rezistenţe etc.), şi a unui grafic reprezentînd variaţia diferitelor mărimi discutate, sînt explicate în amănunt fenomenele care au loc în timpul experienţei precum şi modalitatea reglajului tensiunii de restabilire. Urmează consideraţii privind frecvenţa curentului „injectat" şi a tensiunii de restabilire.

În încheiere sînt descrise din punct de vedere constructiv şi arătate în fotografii diferitele elemente (bateria de condensatoare, eclatorii etc.), care compun instalaţia ASEA.

Gh.C.

CZ 621.317.331 : 621.313.32

*** * * O încercare mai rapidă, în curent continuu, pentru izolaţia generatoarelor.** (Quicker d.c. test for generator insulation). În: Electrical Review, vol **187**, nr. 22, nov 1970, p. 772.

Izolaţia înfăşurării statorului generatoarelor de 500 MW este încercată periodic, pentru a stabili gradul de îmbătrînire şi a evita avariile. Încercările de izolaţie în curent continuu arată starea izolaţiei şi în special conţinutul de umiditate. Cu toate că încercarea în curent continuu este un complement foarte important al încercării cu puntea Schering, este greu de aplicat din cauza timpului lung pe care-l necesită. Departamentul de cercetări al CEG—B — Anglia a elaborat o instalaţie care permite efectuarea acestei încercări în 15—30 minute. Starea izolaţiei este măsurată prin curentul de scurgere stabilizat de curent continuu. Acest

curent I_s este dat de relația $I_s = At^{-\alpha} + I_R$ în care I_R este curentul stabilizat, iar A și α sînt constante legate de curentul de absorbție al izolației, t fiind timpul după aplicarea tensiunii. Integrarea curentului de absorbție dă sarcina acumulată în izolație. După încercarea de încărcare, înalta tensiune este îndepărtată de pe înfășurarea statorului, care este apoi pusă la pămînt pentru scurgerea sarcinii. Curentul de descărcare este dat de $I_D = A_1 t^{-\alpha_1}$, în care A_1 și α_1 vor fi constante diferite față de A și α. Încercarea se repetă pentru a determina variația lui I_R cu tensiunea, izolația trebuind să fie descărcată înaintea fiecărei încercări. În noua instalație ecuația de încărcare a fost introdusă în calculator, calculatorul dînd valorile lui A, α și I_R. Cu noua tehnică încercarea generatorului de 500 MW durează 15 minute. O nouă tehnică este necesară și pentru grăbirea descărcării, care poate fi efectuată prin aplicarea unei tensiuni înalte, dar de polaritate inversă. Și această operație a fost introdusă pe calculator. Circuitul de încercare constă într-un generator de C.C. de 1 mA și 50 kV și aparatele anexă. Rezultatele experimentale au confirmat previziunile.

T.C.

CZ 621.317.725

M. Antoniu. **Metodă nouă de liniarizare a scalei voltmetrelor electrostatice cu ac.** (Nouvelle méthode pour la linéarisation de l'échelle des voltmètres électrostatiques à aiguilles. În : Bull. ASE, **62**, nr. 4, 1971, p. 247—253.

Prezentul articol, reprezentînd una din contribuțiile aduse de autor în cadrul unei teze de doctorat, descrie o nouă metodă pentru a liniariza scala unor voltmetre electrostatice cu ac, acționînd asupra ecuației de funcționare bazată pe variația tensiunii de intrare la electrozii activi, cu ajutorul unui divizor capacitiv.

Se descriu variantele realizate, arătîndu-se că acestea asigură un factor de calitate Keinath mai bun, o limită superioară a domeniului de frecvență, o geometrie a electrozilor activi mai simplă. Trebuie de asemenea menționat că artificiul simplu propus de autor, și anume variația tensiunii electrozilor activi, conduce la posibilitatea de liniarizare a scalei voltmetrului electrostatic, fără a modifica geometria electrozilor.

Autorul prezintă în continuare o serie de contribuții valoroase în ceea ce privește stabilirea unor corelații între parametrii voltmetrelor, a factorilor lor de calitate.

Fl. T.

CZ 621.318 ***Aplicațiile industriale ale magnetismului***

CZ 621.318.3/4 : 537.312.62

Meyer, G. și R. Maix. **Supraconductoare și magneți supraconductori.** (Supraconducteurs et aimants supraconducteurs). În : Revue Brown Boveri, vol. **57**, nr. 8/9, aug/sept 1970, 11 figuri, 3 tabele,

Prima bobină supraconductoare a fost realizată în 1963 pentru un cîmp superior lui 100 kOe. În 1969 a fost realizat primul electromagnet supraconductor, pentru un cîmp central de 18 kOe. S-au realizat conductoare pentru o densitate de 10 5A/cm² și se lucrează la realizarea conductoarelor pentru magneți cu excitație pulsată. Există supraconductoare la primul tip, avînd cîmpul critic ce merge pînă la cîteva sute de oerstezi, de tipul al doilea, căruia îi aparțin aliajele și compușii intermetalici și de tipul al treilea (supraconductoare neideale de al doilea tip) sau supraconductoare dure, dintre care unele au cîmpul critic peste 100 kOe. Materialele supraconductoare cele mai importante, pentru bobine semiconductoare sînt aliajele Nb — Ti și Nb_3 — Sn. Pentru a obține densitățile de curent critice suficient de ridicate, formarea structurii defectelor în conductor trebuie să fie optimă. Pentru stabilizarea firului, acesta este acoperit, pe toată lungimea, cu un metal bun conducător (cupru, aluminiu), care poate să asigure pentru o scurtă durată conducerea curentului, pînă la restabilirea stării de supraconductibilitate. Calitatea stabilizării este pusă în evidență prin comportamentul termic al conductorului atunci cînd se depășește curentul critic. Calcule precise au arătat că există un diametru critic pentru firele supraconductoare, sub care acestea ating o stare de stabilitate intrinsecă. Această constatare a condus la dezvoltarea conductoarelor multifilare în care numărul de fire supraconductoare avînd diametre sub 100 μm sînt înecate în cupru. Pentru magneții mici și mijlocii există deja conductoare normalizate. Problemele ridicate de studiul și construcția magneților supraconductori se datorează temperaturii de funcționare foarte joasă (4,2—5°K) și forțelor electrodinamice. Ca urmare, elaborarea unei izolații termice eficace joacă un mare rol. Pentru răcirea materialelor supraconductoare în prezent se utilizează heliul lichid și heliul hipercritic. Sînt trei metode de răcire : în baie (pentru bobine mici), cu serpentină prin care circulă heliul lichid și prin circulația heliului lichid prin conductorul gol. Soluții interesante s-au găsit și pentru schemele de izolație ca și pentru bornele de ieșire.

T.C.

În perioada 14—20 octombrie 1971
are loc pe noul teren al Tîrgului cel de al 5-lea congres internațional cu expoziție pentru automatică și tehnica măsurătorilor.
Această manifestare reprezintă centrul de întîlnire internațional pentru domeniul automaticii și tehnicii măsurătorilor în ce privește cercetarea, dezvoltarea, industria și economia.

Informații : Düsseldorfer Messegesellschaft mbH—NOWEA—, 4 Düsseldorf, Messegelände, tel.: 4 40 41. Arbeitsgemeinschaft INTERKAMA, 4 Düsseldorf, Duisburger Str. 1a, tel.: 48 88 60.

Interkama'71 Düsseldorf

PUBLICOM

CRONICĂ

Tîrgul de toamnă de la Leipzig—1971

Recent, Ambasada R. D. G. la Bucureşti a organizat o conferinţă de presă consacrată Tîrgului de toamnă de la Leipzig care va avea loc între 5 şi 12 septembrie a.c.

Cu acest prilej s-a menţionat că tîrgul îşi va dovedi şi de această dată însemnătatea lui pentru comerţul internaţional, pentru schimbul de experienţă în domeniul tehnico-ştiinţific şi pentru compararea realizărilor pe plan mondial.

Şi în acest an la Tîrgul de toamnă de la Leipzig vor participa 13 ţări socialiste, ocupînd o suprafaţă de peste 225 000 mp.

Ţara noastră, care va participa pentru a 38-a oară la Tîrgul de la Leipzig, se prezintă în toamnă cu o ofertă de export selecţională, cuprinzînd produse ale industriei construcţiilor de maşini, electrotehnicii, industriei uşoare şi din alte domenii.

Dintre celelalte ţări socialiste s-a menţionat că expoziţia colectivă sovietică organizată de către Camera Unională din Moscova va oferi o imagine de ansamblu a randamentului şi a capacităţii de export a industriei U.R.S.S.; 22 de întreprinderi de comerţ exterior poloneze vor prezenta pe o suprafaţă de 3 000 mp; Republica Socialistă Cehoslovacă va prezenta produsele sale din 24 ramuri pe o suprafaţă de aproape 3000 m.p.; 22 de întreprinderi industriale şi de comerţ exterior din Ungaria vor prezenta produsele lor pe o suprafaţă de 2 500 mp; Republica Populară Bulgaria va participa la Tîrgul de toamnă cu 9 standuri pe ramuri; 30 de întreprinderi industriale şi de comerţ exterior din Iugoslavia vor ocupa o suprafaţă de 1 100 mp. Republica Democrată Vietnam, Republica Populară Democrată Coreană şi Republica Cuba vor participa cu birouri economice la serviciul Tîrgului, iar Republica Populară Albania va fi reprezentată printr-un birou de informaţii.

În ce priveşte Republica Democrată Germană, peste 4.200 de firme vor prezenta pe o suprafaţă de 208.000 mp produse destinate exportului, permiţînd astfel o vedere de ansamblu cu privire la succesele importante înregistrate în opera de construcţie a socialismuiui în R.D.G.

M.D

Cea de a XIII-a ediţie a Tîrgului internaţional de la Brno

În ziua de 5 august a.c., Legaţia comercială de pe lîngă Ambasada Republicii Socialiste Cehoslovace a organizat o conferinţă de presă cu prilejul deschiderii celei de a 13-a ediţii a Tîrgului Internaţional de produse ale industriei construcţiilor de maşini, care se va ţine la Brno între 11—20 septembrie 1971.

În expunerile şi materialele prezentate în cadrul conferinţei s-a relevat că Tîrgul Internaţional al produselor industriei constructoare de maşini de la Brno corespunde promovării tehnicii avansate contemporane în producţia de maşini şi instalaţii; el creează condiţii optime pentru promovarea cooperării, devenind un centru important nu numai din punct de vedere comercial, dar şi de cunoaştere şi instruire tehnico-ştiinţifică, de promovare a unor forme mai avansate de colaborare economică internaţională.

Pentru a se ilustra importanţa internaţională şi amploarea tîrgului, s-a menţionat că în anul trecut au participat 1630 de expozanţi din 28 de ţări, suprafaţa expoziţiei fiind de 96 500 m^2. Tîrgul a fost vizionat de 420 000 de vizitatori din ţară şi de peste hotare. Au fost prezenţi 315 corespondenţi de presă din străinătate, care au participat la 35 de conferinţe, separat de cele ţinute în diferite pavilioane de expoziţie.

În ce priveşte expoziţia din acest an s-a menţionat că este împărţită în 12 sectoare şi anume: maşini-unelte, maşini pentru industria minieră şi de extracţie, maşini pentru industria chimică şi industria alimentară, maşini poligrafice, instalaţii de tehnica aerului, pompe, motoare diesel, instalaţii pentru industria electrotehnică de curenţi tari, aparataje de măsură şi control, instrumente medicale şi de laborator, instalaţii de transportat, tractoare şi maşini agricole, materii prime şi produse semifabricate. Organizarea pe sectoare ajută cercurile de specialitate să se orienteze mai bine în ramura lor, asupra dezvoltării pe plan mondial şi asupra noutăţilor din producţia diferitelor maşini şi instalaţii, să compare nivelul lor cu nivelul producţiei proprii şi să obţină informaţii pentru îmbunătăţirea ei.

Dintre cele 37 exponate noi pe care le vor prezenta la tîrgul din anul acesta întrerpinderile producătoare şi organizaţiile pentru comerţul exterior din Cehoslovacia, şi care constituie unul din programele de fabricaţie prioritare în R. S. Cehoslovacă reprezentînd totodată şi principalele articole de export, s-a menţionat: maşina de găurit prin coordonate tip VR 5 K folosită la găurirea cu precizie şi la tăiatul fileturilor fine, strungul cu vîrf cu comandă numerică tip SS 50 ANC înzestrat cu sistemul de comandă RSJ-1C cu introducerea manuală a datelor informaţionale, maşina de rectificat rotund tip BDA 80 pentru rectificarea găurilor cilindrice şi conice. Întreprinderea SKODAEXPORT prezintă printre altele, rotorul unei turbine de joasă presiune de 200 MW, o supapă de înaltă presiune pentru turbina de 110 MW, un excitator cu semiconductori cu schema termică a noii turbine SKODA de 226 MW.

Dintre echipamentele pentru folosirea energiei atomice vor fi expuse modelele de reactoare tipurile SR-0 şi SR-1. Dintre noutăţile sectorului industriei alimentare vor face parte maşina de însăcuit automată tip BSF 2 şi BA2, maşina de bătut unt şi altele.

Dintre instalaţiile pentru industria chimică va fi prezentată pentru prima oară o linie tehnologică pentru obţinerea hidrogenului şi pentru fabricarea ureei. O inovaţie deosebită o va constitui maşina automată de suflat butelii cilindrice şi acilindrice cu preţi subţiri din mase termoplastice.

Dintre noile maşini de construcţii s-a relevat încărcătorul universal cu roţi tip KN 250 pentru argilă, pietriş şi materiale pulverulente. Datorită înălţimii deosebite a gurei de alimentare, de 3,20 m, pot fi încărcate lesne vagoane cu tonaje ridicate şi vagoane de marfă. Un loc de seamă va ocupa şi agregatul diesel 6—25 pentru navele fluviale şi de pilotaj. Şi în ce priveşte expoziţia aparatelor de măsură, de încercat şi a instrumentelor medicale va exista o serie de lucrări noi.

Maşinile textile ce vor fi expuse, vor fi de un înalt nivel tehnic. Noua maşină BICOLOR-ARALOOP produce materiale frotate, cu bucle pe ambele suprafeţe, fiecare de culoare diferită. Maşina elimină scămoşarea şi produce cu o treime mai ieftin, atingînd o productivitate dublă şi nu pretinde spaţiu mare.

Republica Socialistă România va participa şi în acest an la Tîrgul din Brno prezentînd o serie de produse ale industriei constructoare de maşini.

În anul acesta, la Tîrgul de la Brno, se vor ţine cîteva simpozioane internaţionale, dintre care se menţionează: „materialele refractare pentru instalaţii energetice şi chimice", industria de ambalaje şi comerţul mondial" etc. Vor mai fi organizate cercuri tehnice de specialitate, „zile de branşe" consacrate diferitelor teme, ca: „tehnica măsurătorilor în industria construcţiilor de maşini", „maşinile pentru industria sticlei", „tehnica măsurătorilor în comunicaţii", maşinile pentru prelucrarea maselor plastice" şi altele.

În interesul unei publicităţi a problemelor de specialitate, a inovaţiilor şi a cunoştinţelor tehnice, ca în fiecare an se va organiza cu ocazia Tîrgului o „Conferinţă internaţională a redactorilor presei tehnice", care în anul acesta îşi va sărbători jubilieul său de 10 ani.

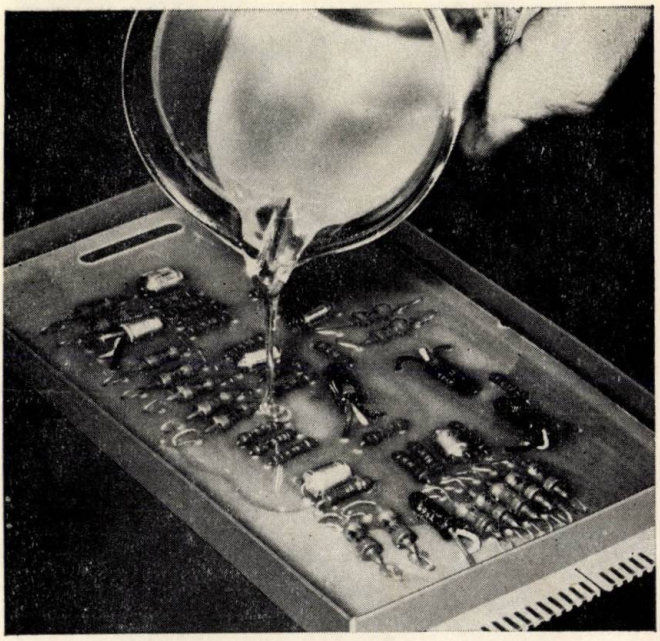
Atît expoziţia cît şi celelalte manifestări organizate cu acest prilej vor contribui la dezvoltarea relaţiilor economice şi colaborării între state.

ing. *M. Dumitriu*

S4663

Protecţie contra vibraţiilor şi umidităţii

Vibraţiile şi umiditatea influenţează funcţionarea elementelor constructive electronice. Protejaţi deci piesele importante prin SilGel, o substanţă de impregnare din silicon-cauciuc-transparent.



SilGel

are aspectul cauciucului, este rezistent la căldură şi frig, protejează contra apei, prezintă rezistenţă la intemperii şi îmbătrînire, are însuşiri electrice favorabile şi este bun conducător de căldură.

SilGel se poate prelucra uşor şi se solidifică la temperatura mediului ambiant.

Ca materiale netransparente pentru impregnare şi turnare vă recomandăm varietăţile noastre verificate de silicon-cauciuc, care se pot vulcaniza la rece.

Vă stăm cu plăcere la dispoziţie cu sfaturi şi cu prospectele noastre.

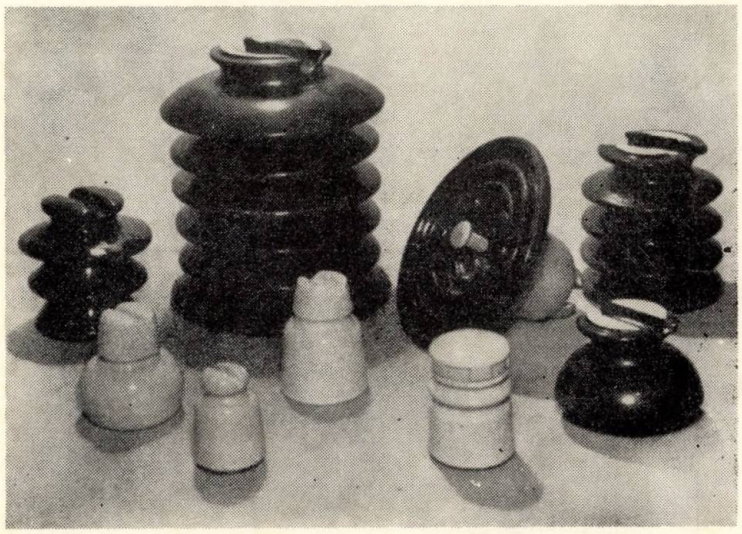
WACKER-CHEMIE GMBH

8 München 22, Postfach
Republica Federală a Germaniei

PUBLICOM

Abonați-vă
la
reviste:
CONSTRUCȚIA
DE MAȘINI
ELECTROTEHNICA
AUTOMATICA
SI
ELECTRONICA

Electroimpex



Exportă:

toate sortimentele de electroporţelanuri care corespund, din punct de vedere al caracteristicilor tehnice, exigenţelor standardelor renumite — BSS, ASA, DIN—VDE etc.

Se execută, de asemenea, livrări conform planurilor şi condiţiilor tehnice cerute de beneficiari.

Graţie calităţilor sale, electroporţelanul bulgar rivalizează cu toate mărcile mondiale. El este apreciat în foarte multe ţări. Exportul anual de izolatoare produse în Bulgaria depăşeşte 10 000 t şi tinde spre o creştere rapidă.

ELECTROIMPEX GmbH — BULGARIA
SOFIA ■ 17 STR. G. WASHINGTON
TELEFON: 88-49-91 ■ TELEX 575

PUBLICOM

PRODUSUL CU PARAMETRII TEHNICI MONDIALI

SIGNALTRON® SYSTEM

ASIGURĂ IMBUNĂTĂŢIREA CALITĂŢII ORGANIZĂRII ŞI A TEHNICII CONDUCERII
SERVEŞTE LA INFORMAREA OPTICĂ A DATELOR ALFANUMERICE

- ÎN TRANSPORTUL AERIAN
- FEROVIAR
- ŞI MARITIM
- ÎN INDUSTRIE
- ÎN BĂNCI
- ŞI ÎN OFICII

Cereţi informaţii amănunţite şi oferte fără angajament

Intreprindere cu o tradiţie de 135 ani, membră a trustului ZPA
PRAGOTRON
Praha 9

Exportă
MERKURIA
PZO/Intreprindere a comerţului exterior/
Praha ČSSR

PUBLICOM

Büromaschinen-Export GmbH Berlin
DDR — 108 Berlin, Friedrichstrasse 61
Deutsche Demokratische Republik

robotron

ROBOTRON — O INSTALAȚIE DE PRELUCRARE A DATELOR EXCEPȚIONAL DE ADAPTABILĂ

Pentru prelucrarea datelor de informație în economie, știință și administrație se recomandă instalația electronică de calcul Robotron.

Utilizarea acestei instalații oferă ample informații privind sisteme orientate pe anumite probleme asigurînd rezultate prețioase. Sînt de remarcat în special autocodul deosebit de eficace, generatorul de program List, Compilatorul ALGOL—60, programul cu tabele al simulatorului și sistemul monitor. Documentația sistemelor orientate pe probleme include o bogată bibliotecă de programe comerciale, economico-matematice și matematico-tehnice precum și elemente constructive pentru sistemul EDV și pentru proiecte tip.

PUBLICOM

STANKOIMPORT

Calitate de prelucrare garantată, datorită celei de a doua proprietăți a diamantului.

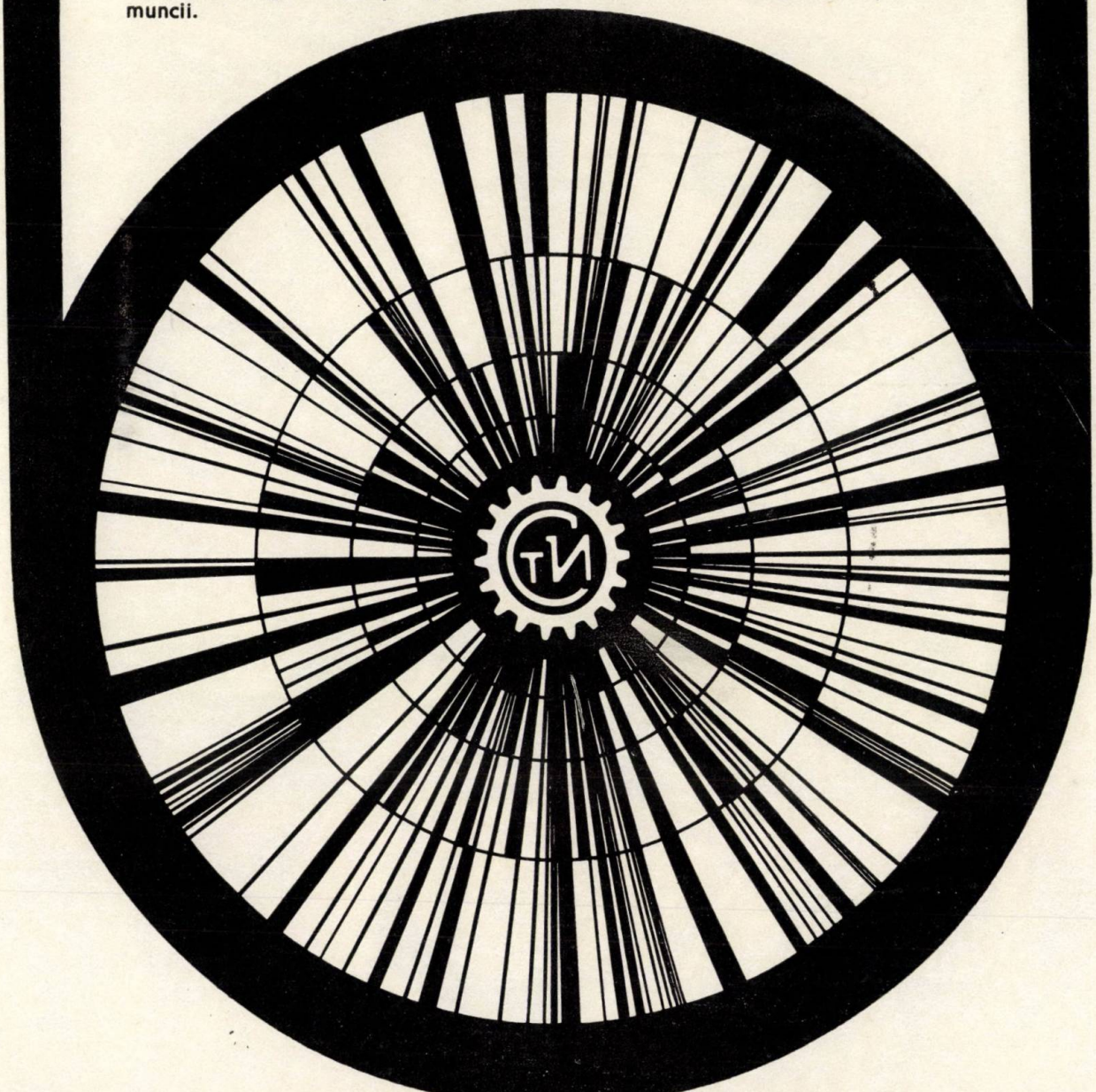
Duritatea de neegalat a sculelor noastre cu diamante :

- pietre, batoane, paste și pulberi
- scule pentru ascuțirea pietrelor abrazive
- scule pentru tăierea materialelor semi-conductoare
- scule pentru mașini de frezat
- ace pentru aparatele de control

este bine cunoscută în străinătate.

Cumpărînd sculele noastre, sînteți siguri de cîștig în ceea ce privește toate materialele.

Sînteți siguri că dispuneți de o sculă care va ridica randamentul și eficiența muncii.



Exportator : V/O „STANKOIMPORT" 32/34, Smolenskaia — Sennaia, Moscova G — 200, U.R.S.S.
Telefon : 244-21-32, Telex: 227

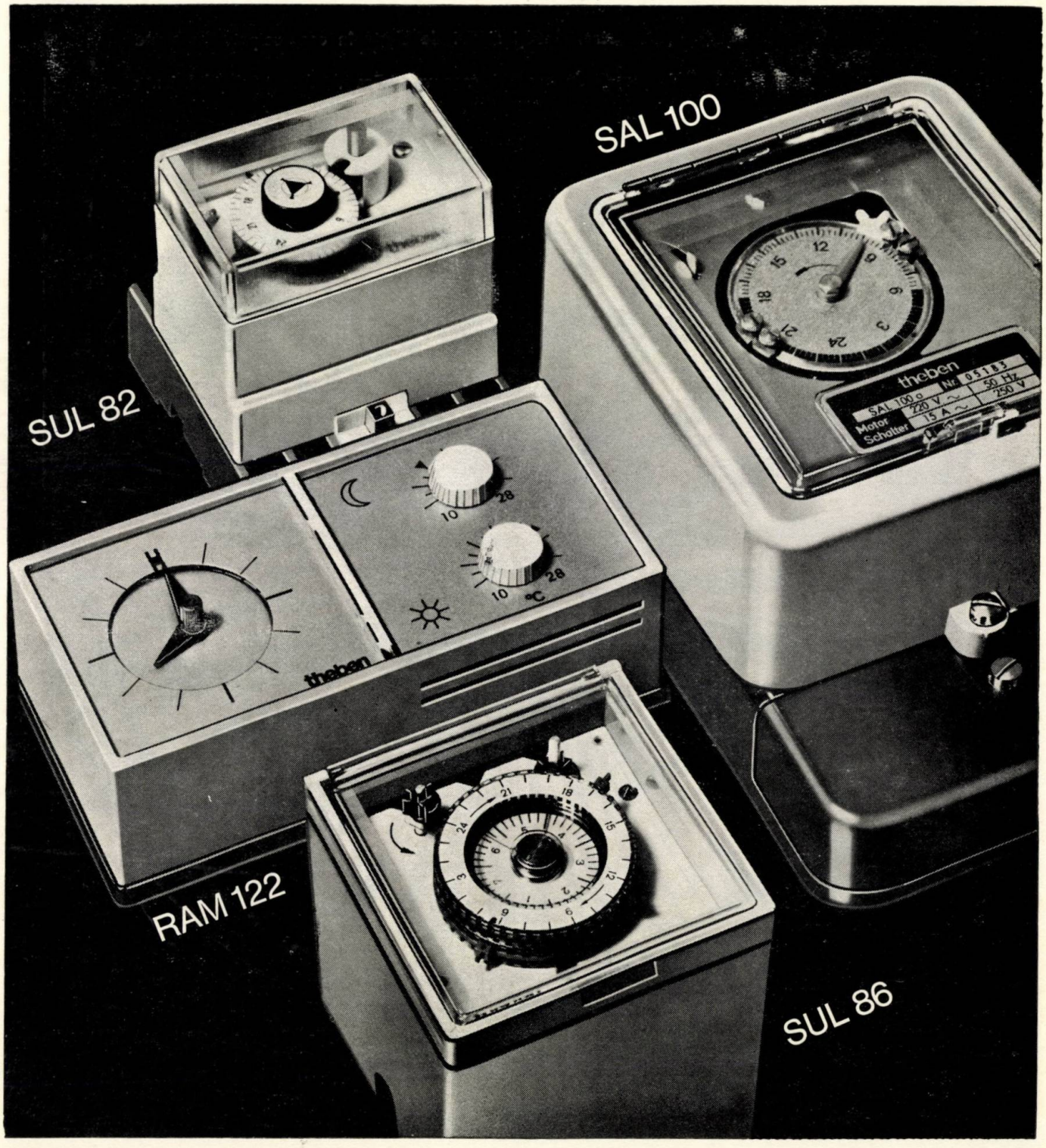
PUBLICOM

Întreruptoarele temporizate şi termostatele cu ceasornic „Theben" lucrează cu precizie

Cîteva exemple din vastul program de fabricaţie :
1. Ceasornice sincrone de întrerupere cu sau fără rezervă de mers pentru întreruperea tarifară, încălzire, iluminat, răcire, aerisire etc. 2. Termostate cu ceasornic pentru încălziri centrale de tot felul. 3. Automate pentru iluminatul scărilor. 4. Automate pentru reglajul iluminatului. 5. Relee electronice temporizate. Întreprinderea Theben produce anual 300 000 de aparate. Puteţi fi siguri : Theben rezolvă şi problemele dv. de întreruptoare temporizate. Cereţi, vă rugăm, prospecte în limbile germană, engleză sau franceză la întreprinderea Theben, 7452 Haigerloch/Westdeutschland, Postfach 120.

şi **theben**

vă oferă experienţa



PUBLICOM

MAȘINI PENTRU SUDAREA CAP LA CAP PRIN CONTACT SERIILE MS ȘI MSR

(de uz industrial general)

Sînt utilizate pentru sudarea cap la cap a tijelor metalice și a tuburilor din metale și din aliaje omogene, feroase și neferoase, prin rezistențe și scînteiere.

Aceste mașini au un randament mare, sînt economice, simple, se manevrează și se întreține ușor și au o durată de funcționare lungă.

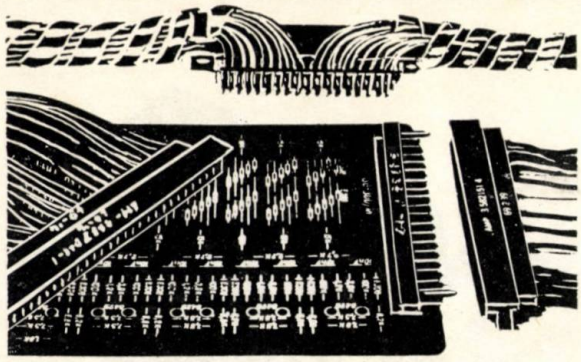
CARACTERISTICI TEHNICE PRINCIPALE

Tipul mașinii	MS—0,75	MS—3	MS—301	MS—501	MSR—25	MSR—50	MSR—100
Puterea nominală kVA	0,75	3	5	10	25	50	100
Secțiunea maximă care poate fi sudată, mm²	2	10	50	78	300	400	1 000
Performanțe, suduri/oră	540	300	475	475	110	90	30
Greutatea, kg	19	60	170	180	260	335	545

Alimentarea se face de la un sector de 220 sau 380 V, 50 Hz.

V/O ENERGOMACHEXPORT

Exportator :
V/O „Energomachexport" 35, Str. Mosfilmovskaia, Moscova V—330, U.R.S.S. Telex : 255



RACORDURI
PENTRU
CIRCUITE IMPRIMATE

În cadrul vastei game de produse electrotehnice realizate de AMP se găsesc și racorduri speciale pentru realizarea conexiunilor electrice la tablourile cu circuite imprimate,

Aceste produse se împart în două categorii :

— Racorduri cu o singură piesă ce se pot însera direct pe circuit imprimat,
— Racorduri cu două piese, una fixată pe circuitul imprimat cea de a doua putînd fi conectată la prima. Aceste racorduri corespund unor condiții de funcționare foarte grele,

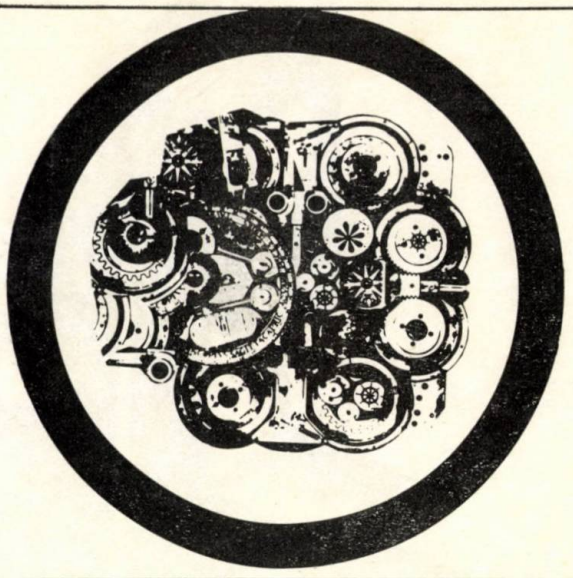
Legarea conductorului la contactul racordului se realizează prin lipire sau ondulare, procedeu special ce permite legătură electrică între contact și conductor prin strivirea acestuia pe un sediu opus contactului,

AMP a realizat un procedeu special pentru legarea conductorului la contact denumit ..Termi-Point'', în cadrul căruia un colier special din bronz fosforos presează conductorul pe un contact rectangular.

Pentru informații suplimentare vă rugăm a scrie la:

AMP
AMP Italia S.p.A.

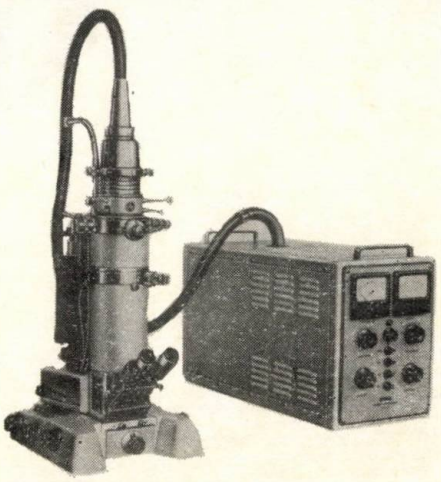
C.so F.lli Cervi 15
tel. 78.56.56 (10 linee)
10093 COLLEGNO (Torino)



DIN MULTE CAUZE ESTE PREFERAT

TESLA BS 242 E

MICROSCOP ELECTRONIC DE MASĂ



Tesla BS 242 E este un microscop electronic de masă ușor de deservit, cu mare putere rezolvantă, potrivit pentru scopuri de cercetare biologică, chimică, medicală și metalurgică.

— **Putere rezolvantă garantată : 25 Å/punct/**
— **Tensiune de accelerație : 40—60 kV**
— **Mărire directă : 1 000 x — 30 000 x**

Informații detaliate vă furnizează :

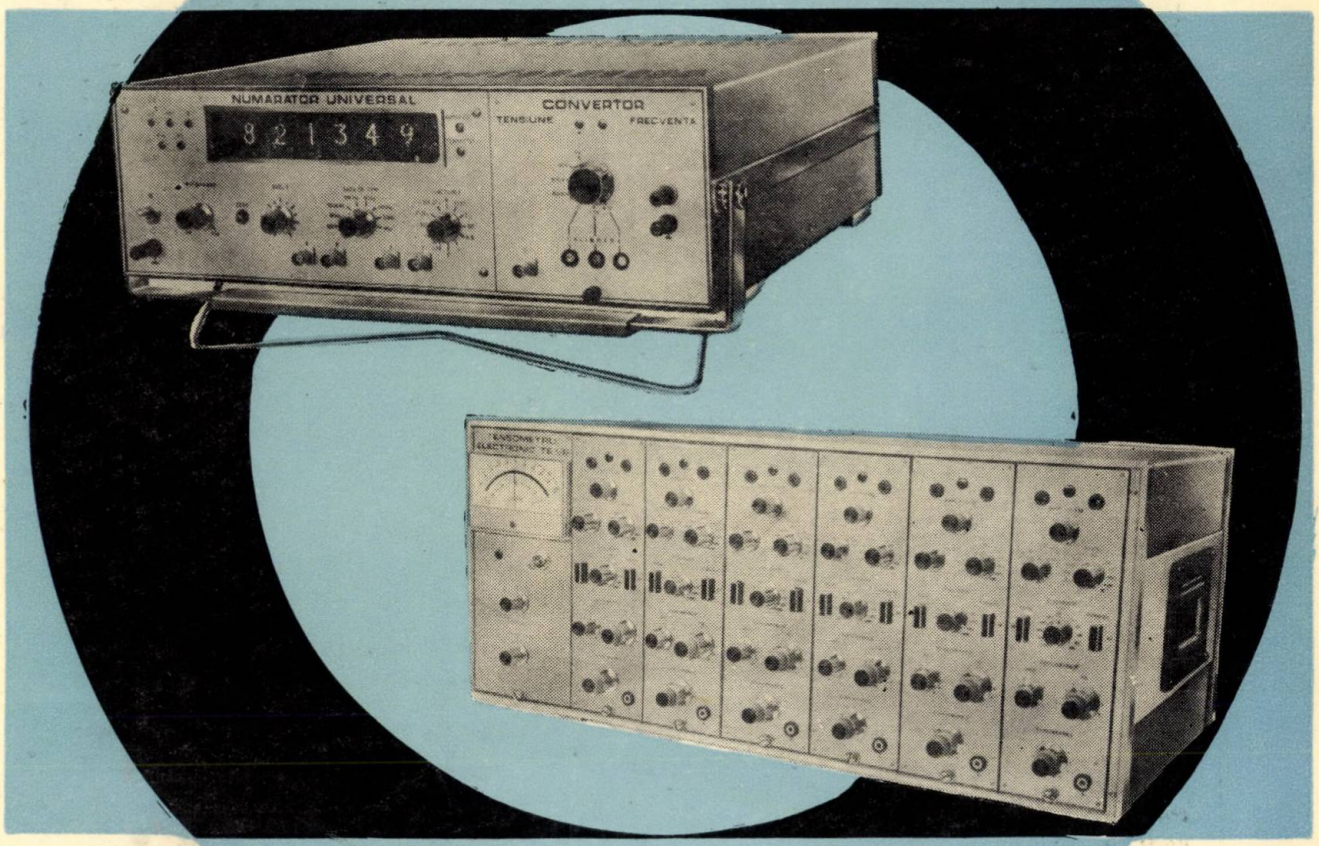
KOVO FOREIGN TRADE CORPORATION
ELECTRONICS
TŘ. DUKELSKÝCH HRDINŮ 47
PRAHA · CZECHOSLOVAKIA ·
Telex : PRAHA 283 Tel : 3801

TESLA

PUBLICOM

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI PENTRU ELECTRONICĂ ŞI TEHNICĂ DE CALCUL

— Bucureşti, Bdul Kalinin nr 18, Sector 1, Telefon 33.61.91 —



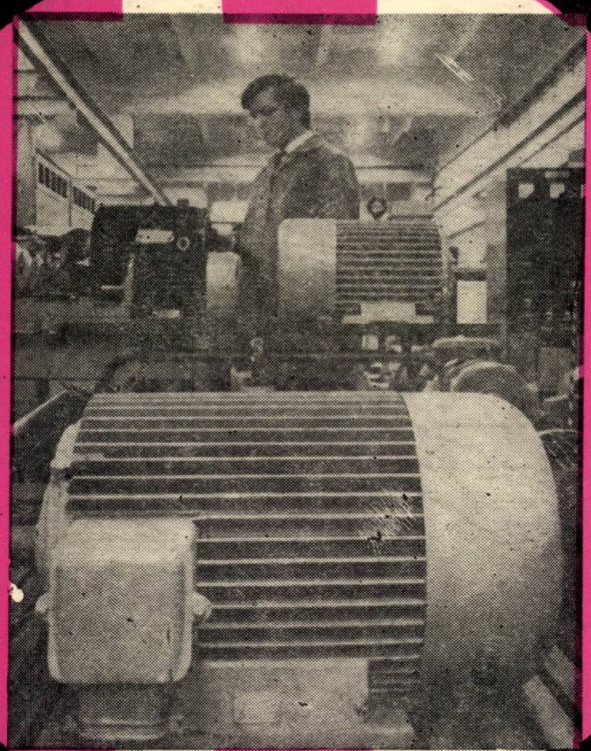
- Primeşte comenzi de cercetare şi proiectare pentru aparate şi echipamente electronice de laborator sau pentru industrie, din toate sectoarele economice.
- Execută studii tehnico-economice, modele experimentale şi prototipuri pentru:
  - aparate electronice de măsurat mărimi electrice
  - aparate electronice de măsurat mărimi neelectrice
  - surse de alimentare
  - echipamente de electronică industrială
  - aparate electronice pentru medicină şi biologie
  - echipamente de radiocomunicaţii
  - piese de ferită
- În centrul de calcul dotat cu echipament modern se execută la cerere programe în următoarele limbaje de programare:
  - FORTRAN
  - COBOL
  - ASSIRIS.

IETC

1971 OKT 22

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

INSTITUTUL DECORAT CU ORDINUL MUNCII CLASA I-a



Intenţionaţi desigur să vă diversificaţi produsele pe care le fabricaţi, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranţă că vă puneţi problema caracterizării unor materiale pe care le utilizaţi în producţie, pe care aţi dori poate să le înlocuiţi cu altele mai bune sau mai ieftine !.

Poate nu vă este indiferentă calitatea şi fiabilitatea produselor Dvs. doriţi standuri şi metode de încercări care să vă dea în orice moment, indicaţii asupra nivelului tehnic la care aţi ajuns cu produsele !

Exportaţi produse ? Vreţi să ştiţi ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizaţi să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

La toate aceste întrebări ca şi la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare şi Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE), care în această perioadă îşi întocmeşte planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură şi standuri de încercări moderne, specialişti de înaltă calificare, ateliere proprii de construcţii prototipuri, o experienţă de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteţi să i-o acordaţi.

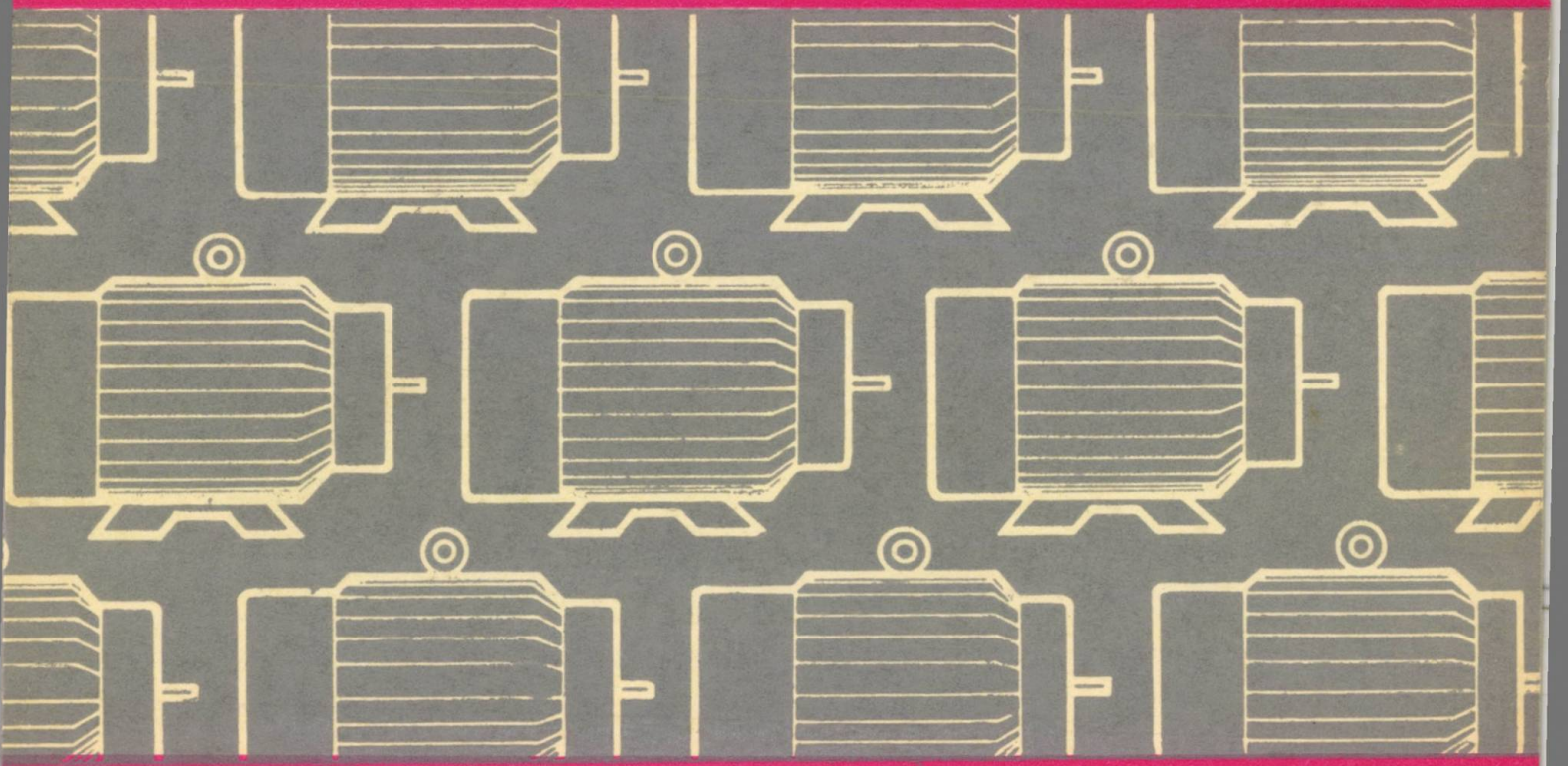
Telefonaţi la : 31.41.00

BUCUREŞTI ● BD.T. VLADIMIRESCU 45–47 ● TELEFON 31.41.00

E20H0

ELECTROTEHNICA

04



ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 19 ● Nr. 11 ● NOIEMBRIE 1971

11

I.P.R.S.

bāneasa

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE ŞI SEMICONDUCTORI — BĂNEASA

STR EROU IANCU NICOLAE NR 32 ROMÂNIA BUCUREŞTI II TELEFON 33.38.30 TELEX 011203 CONT VIRAMENT 300.60.200 BNRSRS II

PIESE RADIO

Rezistoare cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare polistiren
Condensatoare poliester metalizat
Condensatoare hîrtie metalizată
Condensatoare hîrtie, pentru echipament auto
Condensatoare hîrtie, pentru startere
Condensatoare hîrtie, pentru antiparazitare
Condensatoare hîrtie, pentru telefonie
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Tranzistoare cu germaniu de joasă frecvenţă
– de mică putere
– de medie putere
– de putere
Tranzistoare cu germaniu de înaltă frecvenţă
– de mică putere
– drift
Tranzistoare de putere
Diode de semnal şi comutaţie cu contact punctiform
Diode redresoare cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
– de mică putere
– de putere
Diode stabilizatoare de tensiune cu siliciu, de mică putere
Fotodiode cu germaniu

Vă rugăm să consultaţi cataloagele noastre.
Cabinetul tehnic, telef. 33.38.30/152.

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI — BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC ● STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ● BUCUREŞTI ● SECTORUL 2

FABRICA DE FRIGIDERE GĂEȘTI

● Frigiderele tip „Frigero, Frigero-super și Frigero Lux" model cabinet sînt echipate cu agregate frigorifice funcționînd cu motocompresoare ermetice care asigură un consum redus de energie electrică și un mers silențios.

● Izolate cu spumă poliuretanică, prevăzute cu închidere prin garnitură magnetică, asigură o temperatură scăzută permițînd păstrarea în bune condițiuni a diverselor produse alimentare.

● In camera de joasă temperatură realizează —12°C (regim XX), iar în compartimentul de răcire 0°C la + 5°C.

● Cuva fiind din masă plastică permite o depozitare higienică și o întreținere ușoară.

● Depozitarea produselor se face pe grătare metalice protejate cu poliamidă.

Caracteristici tehnice	Unități de măsură	Frigero Lux	Frigero super	Frigero
Dimensiuni de gabarit :				
— înălțime	mm	1380	1035	850
— adîncime	mm	598	598	598
— lățime	mm	545	545	545
Capacitatea brută	l	240	180	140
Compartiment de joasă temperatură	l	18,4	18,4	13,6
Greutatea	kg	60	50	40
Consum energie electrică				
— la temperatura ambiantă de 25°C	kWh/24h	1	0,8	0,6
— la temperatura ambiantă de 32°C	kWh/24h	1,6	1,3	1
Producția de ghiață	kg/24h	7,2	5,4	4,2
Puterea motocompresorului	CP	1/6	1/8	1/8

ELECTROTEHNICA

Str. Lujerului nr. 42, București, Sector 7, Telefon: 45.26.00

Execută

Redresoare de putere cu ventile de siliciu pentru:

- instalații de galvanizare
- încărcare baterii de acumulatoare
- alimentarea utilajelor pentru sudare
- alte utilizări

ELECTROTEHNICA

Anul 19 Nr. 11, pag. 401 — 440 noiembrie 1971

CUPRINS

CZ 621.313.32 : 621.316.719.3

Cîmpeanu, A. : **Stabilitatea statică a mașinii sincrone în regim de recuperare.**

Electrotehnica **19**, nr. 11, nov 1971 p. 401—404

Se identifică parametrii care condiționează stabilitatea la funcționarea în paralel la rețea a două mașini sincrone cuplate mecanic și se trage concluzia că ansamblul mașinilor poate fi înlocuit cu o mașină sincronă echivalentă caracterizată în general prin o rezervă de stabilitate.

CZ 621.316.923.2.064.32 : 621.317.312

Marinescu, I. : **Criterii de echivalență între încercările directe și sintetice pentru verificarea capacității de rupere a siguranțelor de înaltă tensiune, limitatoare.**

Electrotehnica **19**, nr. 11, nov 1971, p. 405—408

Verificarea capacității de rupere a siguranțelor fuzibile de înaltă tensiune și mare putere, limitatoare de curent poate fi făcută în scheme sintetice. Pentru a asigura reproductibilitatea fenomenelor care au loc la deconectarea curenților de scurtcircuit care apar în exploatare este necesar să se stabilească criterii de echivalență între încercările directe și sintetice. Față de criteriile cunoscute din literatură, autorul propune noi criterii și anume: stabilirea raportului între curentul limitat și amplitudinea curentului de scurtcircuit echivalent, severitatea circuitului funcție de factorul de amplitudine și frecvența proprie, continuitatea, aprecierea funcționării siguranței, severitatea încercării funcție de gradul de asimetrie al curentului de scurtcircuit.

CZ 621.317.774 : 621.319.53

Gaber, E. și *Marinescu, A.* : **Dispozitiv de sincronizare optică a unui generator de înaltă tensiune.**

Electrotehnica **19**, nr. 11, nov 1971, p. 408—411

Se prezintă un generator de impulsuri singulare de înaltă tensiune realizat în întregime cu elemente semiconductoare și alimentat de la o baterie pentru a face posibilă amplasarea sa, izolat față de pămînt, la tensiunea eclatorului comandat din primul etaj al unui generator de impuls de tensiune.

CZ 621.318.23 : 538.652

Mandache, S. : **Factorul de cuplaj magneto-mecanic la ferite magnetostrictive.**

Electrotehnica **19**, nr. 11, nov 1971, p. 412—415

Se prezintă problemele legate de factorul de cuplaj magneto-mecanic la feritele magnetostrictive folosite în instalațiile de ultrasunete fiind dată aplicarea lor pe scară largă în traductoarele magnetostrictive.

CZ 621.318.435.34

Stoica, A. : **Funcționarea amplificatorului magnetic cu autosaturație în regim de supramodulare.**

Electrotehnica **19**, nr. 11, nov 1971, p. 416—423

Se analizează modificările pe care le prezintă caracteristica de comandă a unui amplificator magnetic cu autosaturație atunci cînd tensiunea alternativă de alimentare se majorează cu mult peste valoarea minimă care asigură saturarea completă a miezurilor sale magnetice. În continuare se prezintă unele posibilități de aplicare ale acestui regim deosebit de funcționare a amplificatorului cu autosaturație.

CZ 621.337.41.621.313.2

Banu, C. și *Baltac, Th.* : **Posibilități de îmbunătățire a funcționării electromotoarelor serviciilor auxiliare pe locomotiva electrică C.F.R. de 5100 kW.**

Electrotehnica **19**, nr. 11, nov 1971, p. 424—430

Se analizează funcționarea în exploatare a electromotoarelor asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit a serviciilor auxiliare alimentate de la sistemul monofazat cu condensatoare folosite pe locomotiva C.F.R. tip 060—E. A de 5100 kW și pe alte locomotive electrice. Pe baza studiilor și încercărilor efectuate sînt indicate posibilități de îmbunătățire a funcționării electromotoarelor de antrenare a agregatelor auxiliare pe locomotivele electrice din parcul C.F.R.

RECENZII 430—431

REFERATE 432—435

CRONICĂ 435—439

SCURTE ȘTIRI 440

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil ; ing. V. BUNEA ; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂTEANU; ing. ȘT. GROSU ; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. LAZARIDE ; dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; academician prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ ; ing R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director : 14.62.67. Redacția : București, str. Mândinești, nr. 3, sector IV ; telefon secretar general de redacție : 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon : 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi : lei 100 anual ; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar : lei 5. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23—25, c. 2825 *Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/7928/1970*

41 400

MŰSZAKI KÖNYVTÁR
DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.313.32 : 621.316.719.3
Кымпяну, А.: **Статическая стабильность синхронной машины в рекуперативном режиме.**
Electrotehnica 19, nr. 11, ноябрь 1971, стр. 401–404

Определяются параметры, обуславливающие стабильность при параллельной работе в сети двух синхронных машин, соединенных механически и выводится заключение, что ансамбль машин можно заменить одной эквивалентной синхронной машиной, характеризующейся запасом устойчивости.

ДК 621.316.923.2.064.32 : 621.317.312
Маринеску, И.: **Критерии эквивалентности между прямыми и синтетическими испытаниями для проверки разрывной способности токоограничивающих предохранителей высокого напряжения.**
Electrotehnica 19, nr. 11, ноябрь 1971, стр. 405–408

Проверку разрывной способности токоограничивающих плавких предохранителей высокого напряжения и большой мощности можно осуществлять в синтетических схемах. Для обеспечения воспроизводимости явлений, возникающих при размыкании токов короткого замыкания во время эксплуатации, необходимо установить критерии эквивалентности между прямыми и синтетическими испытаниями. В дополнение к известным из литературы критериям автор предлагает новые критерии, а именно: стабильность соотношения между ограниченным током и амплитудой эквивалентного короткозамкнутого тока, точность контура в зависимости от коэффициента амплитуды и собственной частоты, непрерывность, оценка аботы предохранителя, точность испытания в зависимости от степени несимметричности тока короткого замыкания.

ДК 621.317.774 : 621.319.53
Габер, Е. и *Маринеску, А.:* **Оптическое приспособление для синхронизации генератора высокого напряжения.**
Electrotehnica 19, nr. 11, ноябрь 1971, стр 408–411

Дается описание генератора высокого напряжения с одиночными импульсами, осуществленного полностью из полупроводниковых элементов, питаемого от батареи, что позволяет установку его в изолированном от земли положении при напряжении разрядника, управляемого от первого касакада имульсного генератора напряжения.

ДК 621.318.23 : 538.652
Мандаке, С.: **Магнитно-механический коэффициент связи на магнитострикгивных ферритах.**
Electrotehnica 19, nr. 11, ноябрь 1971 стр. 412–415

Излагаются проблемы, касающиеся магнитно-механического коэффициента связи на магнитострикгивных ферритах, применяемых в ультразвуковых установках, учитывая их широкое использование в магнитострикгивных датчиках.

ДК 621.318.435.34
Стойка, А.: **Работа магнитного усилителя с самонасыщением в режиме еупрамодуляции.**
Electrotehnica 19, nr. 11, ноябрь 1971, стр. 416–423

Анализируются изменения, возникающие при управлении магнитного усилителя с самонасыщением, когда переменное напряжение питания значительно уве личивается по сравнению с минимальной величиной, обеспечивающей полное насыщение его магнитных сердечников. В продолжение описывается возможность применения этого режима работы усилителя с самонасыщением.

ДК 621.337.41.621.313.2
Бану, К. и *Балтак, Т.:* **Возможности улучшения работы электродвигателей вспомогательных служб на румынском железнодорожном электровозе в 5100 квт.**
Electrotehnica 19, nr. 11, ноябрь 1971, стр. 424–430

Анализируется работа в эксплуатации асинхронных трехфазных короткозамкнутых электродвигателей вспомогательных служб, питаемых от однофазной системы с конденсаторами, применяемыми на румынских железнодорожных локомотивах типа 060—Е.А. в 5100 квт и на других электровозах. На основе проведенных испытаний указываются возможности улучшения работы электродвигателей для привода вспомогательных агрегатов на электровозах румынских железных дорог.

Рецензии ● Доклады ● Хроника ● Краткие сообщения

INHALT

CZ 621.313.32 : 621.316.719.3
Cimpeanu A.: **Die statiche Stabilität der Synchronmaschine bei Rückleistung.**
Electrotehnica **19**, nr. 11, nov. 1971, S. 401–404

Man bestimmt die Parameter, welche die Stabilität des Parallelbetriebes zweier mechanischgekuppelter Synchronmaschinen bedingt und zieht den Schluss dass die beiden Maschinen durch eine gleichwertige Synchronnmaschine ersetzen kann, die im allgemeinen eine Stabilitätsreserve aufweist.

CZ 621.316.923.3.064.32 : 621.317.312
Marinescu I.: **Aequivalenzkriterien zwischen direkte und syntetische Versuche zur Prüfung der der Durchschlagfestigkeit von Hochspannungssicherungen zur Strombegrenzung.**
Electrotehnica **19**, nr. 11, nov. 1971, S. 405–408

Die Prüfung der Durchschlagfestigkeit der Hochspannungs- und Hochleistungs- Schmelzsicherungen zur Strombegrenzung kann mittels synthetischen Schemen durchgeführt werden. Um die Wiedergabe der Vorgänge beim Abschalten von Betriebskurzschlussströmen zu sichern ist die Feststellung von Aequivalenzkriterien zwischen direkten und synthetischen Versuchen notwendig. Zu den aus der Literatur bekannten Kriterien schlägt der Verfasserfolgende neue Kriterien vor: die Bestimmung des Verhältnisses zwischen dem begrenzten Strom und der Amplitude des äquivalenten Kurzschlussstromes, die Regelmässigkeit des Stromkreises abhängig vom Faktor der Amplitude und der Eigenfrequenz, die Kontinuität, die Schätzung des Arbeitens der Sicherung, die Sicherheit des Versuches als Funktion des Asymetrie des Kurzschlussstromes.

CZ 621.317.774 : 621.319.53
Gaber E. und *Marinescu A.:* **Optische Synchronisiervorrichtung eines Hochspannungsgenerators.**
Electrotehnica **19**, nr. 11, nov. 1971, S. 408–411

Dargestellt wird Einzelimpulsgenerator für Hochspannung, der nur aus Halbbeiterelementen hergestellt wurde und von einer Batteriegespeist wird, um seine Aufstellung, isoliertgegen die Erde, an einer Funkenstrecke zu ermöglichen, die von der ersten Stufe eines Spannungsimpulsgenerators gesteuert wird.

CZ 621.318.23 : 538.652
Mandache S.: **Der magnetisch-mechanische Kupplungsfaktor bei magnetostriktiven Ferriten.**
Electrotehnica **19**, nr. 11, nov. 1971. S. 412–415

Man erörtert die Probleme im Zusammenhang mit dem magnetisch-mechanischen Kupplungsfaktor bei magnetorestriktiven Ferriten, welche in den Ultraschallanlagen Verwandung finden, nachdem ihre weitgehende Anwendung in den magnetostriktiven Transduktoren bekannt ist.

CZ 621.318.435.34
Stoica A.: **Das Arbeiten des magnetischen Verstärkers mit Selbstsättigung bei Ueber modulierung.**
Electrotehnica **19**, nr. 11, nov. 1971, S. 416–423

Man untersucht die Aenderungen, welche die Steuercharakteristik eines magnetischen Verstärkers mit Selbstsättigung erleidet, wenn die Speise — Wechselspannung stark über den Mindestwert steigt, welcher die vollkommene Sättigung seiner Magnetkerne sichert .Dann bespricht mangewisse Anwendungsmöglichkeiten dieser besonderen Arbeitsweire des Verstärkers mit Selbstsättigung.

CZ 621.337.41 : 621.313.2
Banu C. und *Baltac Th.:* **Möglichkeiten zur Besserung der Arbeitsweise der Elektromotoren für Nebendienste auf der elektrischen C.F.R. — Lokomotive von 5100 kW.**
Electrotehnica **19**, nr. 11, nov. 1971, S. 424–430

Man untersucht die Arbeitsweise im Betrieb der Drehstrom-Asynchronmotoren mit Kurzschlussläufer Nebendienste, welche vom Einphasensystem mit Kondensatoren gespeist und auf der C.F.R. — Lokomotive der Type 060 — E.A von 5100 kW sowie auf anderen elektrischen Lokomotiven verwendet werden. Auf Grund der unternommenen Studien und Versuche werden Möglichkeiten angegeben zur Verbesserung der Arbeitsweise der Antriebsmotoren der Hilfsagregate auf den elektrischen C.F.R. — Lokomotiven.

BUCHBESPRECHUNGEN 430
REFERATE 432
CHRONIK 435
KURZNACHRICHTEN 440

SOMMAIRE

CD 621.313.32 : 621.316.719.3

Cîmpeanu, A. : **La stabilité statique de la machine synchrone en régime de récupération.**

Electrotehnica **19**, no. 11, nov 1971, p. 401–404

On identifie les paramètres qui conditionnent la stabilité de deux machines synchrones couplées mécaniquement, lorsqu'elles fonctionnent en parallèle au réseau, et l'on tire la conclusion que l'ensemble des machines peut être remplacé par une machine synchrone équivalente, caractérisée en général par une réserve de stabilité.

CD 621.316.923.2.064.32 : 621.317.312

Marinescu, I. : **Critères d'équivalence entre les essais directs et les essais synthétiques pour la vérification de la capacité de rupture des coupe-circuits de haute tension, limitateurs.**

Electrotehnica **19**, no. 11, nov 1971, p. 405–408

La vérification de la capacité de rupture des coupecircuits fusibles de haute tension et de grande puissance, limitateurs de courant peut être effectuée dans des schémas synthétiques. Pour assurer la réproductibilité des phénomènes qui ont lieu lors du déconnectage des courants de court-circuit qui apparaissent pendant l'exploitation, il est nécessaire d'établir des critères d'équivalence entre les essais directs et les essais synthétiques. En comparaison avec les critères connus dans la littérature, l'auteur propose de nouveaux critères, et notamment : l'établissement du rapport entre le courant limité et l'amplitude du courant de court-circuit équivalent, la sévérité du circuit en rapport avec le facteur d'amplitude et la fréquence propre, la continuité, l'appréciation du fonctionnement du coupe-circuit, la sévérité de l'essai en rapport avec le degré d'asymétrie du courant de court-circuit.

CD 621.317.774 : 621.319.53

Gaber, E. et *Marinescu, A.* : **Dispositif de synchronisation optique d'un générateur de haute tension.**

Electrotehnica **19**, no. 11, nov 1971, p. 408–411

On présente un générateur d'impulsions singulières de haute tension, réalisé entièrement avec des élements semiconducteurs et alimenté à partir d'une batterie ; pour rendre possible son emplacement isolé vis-à-vis du sol, à la tension du collateur commandé à partir du premier étage d'un générateur d'impulsions de tension.

CD 621.318.23 : 538.652

Mandache, S. : **Le facteur de couplage magnéto-mécanique des ferrites magnétostrictives.**

Electrotehnica **19**, no. 11, nov 1971, p. 412–415

On présente les problèmes se rapportant au facteur de couplage magnéto-mécanique des ferrites magnétostrictives utilisées dans les installations d'ultra-sons, étant donné leur application sur une échelle large dans les traducteurs magnétostrictifs.

CD 621.318.435.34

Stoica, A. : **Le fonctionnement de l'amplificateur magnétique à autosaturation en régime de super-modulation.**

Electrotehnica **19**, no 11, nov 1971, p. 416–423

On analyse les modifications que présente la caractéristique de commande d'un amplificateur magnétique à autosaturation lorsque la tension alternative d'alimentation s'élève beaucoup audessus de la valeur minime qui assure la saturation complète des noyaux magnétique de cet amplificateur. On présente ensuite quelques possibilités d'application de ce régime particulier de fonctionnement de l'amplificateur à auto-saturation.

CD 621.337.41 : 621.313.2

Banu, C. et *Baltac, Th.* : **Possibilités d'amélioration du fonctionnement des électromoteurs des services auxiliaires sur la locomotive C.F.R. de 5,100 kW.**

Electrotehnica **19**, no. 11, nov 1971, p. 424–430

On analyse le fonctionnement, au cours de l'exploitation, des électromoteurs asynchrones triphasés ayant le roteur en court-circuit des services auxiliaires alimentés à partir du système monophasé à condenseurs, utilisés sur la locomotive C.F.R., type 060–E.A. de 5 100 kW ainsi que sur d'autres locomotives électriques. Basé sur les études et sur les essais effectués, on indique les possibilités d'amélioration du fonctionnement des électromoteurs d'entrainement des agrégats auxiliaires sur les locomotives électriques faisant partie du parc de locomotives C.F.R.

COMPTES-RENDUS 430
RÉFÉRATS 432
CHRONIQUE 435
BRÈVES COMMUNICATIONS 44 0

CONTENTS

DC 621.313.32 : 621.316.719.3

Cîmpeanu, A. : **Static stability of the synchronous machine under recuperating conditions.**

Electrotehnica, vol. **19**, nr. 11, Nov 1971, p. 401–404

Identifying the parameters determining the parallel operation in a network of two synchronous machines mechanically coupled, the author concludes that the group of two machines might be replaced by one equivalent synchronous machine characterized by a reserve of stability.

DC 621.316.926 ? 064.32 : 621.317.312

Marinescu, I. **Equivalence criteria for direct and synthetic tests on the breaking capacity of high voltage current limiting fuses.**

Electrotehnica, vol. **19**, nr. 11, Nov. 1971, p. 405–408

The breaking capacity of power breaking fuses can be tested with synthetic wiring diagrams.

To reproduce cut-off phenomena occurring under short-circuit conditions, equivalence criteria between synthetic and direct testing are necessary. Examining the criteria recommended at present by technical literature, the author proposes new criteria, namely a ratio of the limited current to the amplitude value of the equivalent short-circuit current, strictness of the circuit depending on the amplitude factor and the natural frequency, continuity in operation, strictness of testing as a function of the short-circuit asymmetry

DC 621.317.774 : 621.319.53

Gaber, E. and *Marinescu, A.* : **Optical timing device for a high voltage pulse generator**

Electrotehnica **19**, nr. 11, Nov. 1971, p. 408–411

The paper discusses a high voltage generator of singular pulses, completely built-up with semiconductors. The unit is battery — fed, making it possible insulated pontioning towards earth with the discharger gap voltage controlled from the first stage of a voltage pulse generator.

DC 621.318.23 : 538.652

Mandache, S. : **The magneto-mechanical coupling factor in magnetostrictive ferrites.**

Electrotehnica **19**, nr. 11, Nov 1971 p. 412–415

The author discusses the problems concerning magneto-mechanical coupling in magnetostrictive ferrites, widely applied in ultrasonics and particularly in magnetostrictive transducers.

DC 621.318.435.34

Stoica, A. : **The self — saturating magnetic amplifier operating under overloading conditions.**

Electrotehnica **19**, nr. 11, Nov 1971, p. 416–423

The author analyses the alterations undergone by the control characteristic of a self — saturating magnetic amplifier, when the alternative feeding voltage is significantly exceeding the minimum value which secures complete saturation of its magnetic cares. Different possibilities to take advantage of this particular way of operating a self-saturating magnetic amplifier are discussed.

DC 621.337.41.621.313.2

Banu, C. and *Baltac, Th.* : **Possibilities to improve electromotor operation in the auxiliaries of the C.F.R. 5,100 kW locomotive.**

Electrotehnica **19**, nr. 11, Nov 1971, p. 424–430

The paper describes the operation of the three-phase squirrel cage motor fed from the single phase system with capacitors, used on the 5,100 kW C.F.R. 060 EA locomotive and on other electric locomotives. On the basis of performed studies and tests, the authors indicate possible operation improvements in the electric motors driving the auxiliary aggregates of electric locomotives.

BOOK REVIEW 430
REPORTS 432
CHRONICLE 435
NEW IN BRIEF 440

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 19 Nr. 11 București, noiembrie 1971

Stabilitatea statică a mașinii sincrone în regim de recuperare

AUREL CÎMPEANU * — Craiova

CZ 621.313.32 : 621.316.719.3

Funcționarea în paralel la rețea, în regim staționar sincron, a două mașini sincrone cuplate mecanic, prezintă importanță în principal prin posibilitatea încercării recuperative în plină sarcină, la parametrii nominali, a uneia dintre ele [7]. Interesul practic crește, în cazul încercării mașinilor sincrone mari, a căror putere poate depăși cu mult puterea instalată a standului de probă.

Acest regim prezintă o serie de particularități ce condiționează funcționarea, ne studiate în literatură [1],[3],[4],[5]; se analizează aici problema stabilității statice.

Fie 1, 2, cele 2 mașini sincrone cuplate mecanic rigid. Se consideră că ele rotesc la sincronism și se asociază sensurile pozitive pentru curenți și tensiuni, la ambele mașini, corespunzător sursei.

Defazajul dintre t.e.m. induse în înfășurările statorice de cîmpurile magnetice create de curenții de excitație, depinde de decalajul mecanic α' dintre axele polilor de același nume, determinat în ipoteza că înfășurările statorice ale celor două mașini au aceeași dispunere pe periferia mașinii.

Se stabilește următoarea convenție: axa înfășurării de excitație a mașinii 1, se consideră decalată înaintea axei cîmpului magnetic rezultant al mașinii cu unghiul intern, ϑ, iar axa înfășurării de excitație a mașinii 2, în urma cîmpului magnetic învîrtitor rezultant, cu unghiul intern ϑ'. Cum defazajul dintre t.e.m. polare ale celor două mașini este egal cu unghiul electric dintre axele rotoarelor $\alpha = p\ \alpha'$ (p-numărul de perechi de poli), între ϑ și ϑ' există relația $\vartheta' = -(\alpha - \vartheta)$. Semnul $(-)$ ține cont în ecuații că axa mașinii 2 este presupusă decalată în urma axei cîmpului magnetic învîrtitor, deci că mașina 2 are regim de motor.

Pe această bază se poate stabili, în formă restrînsă [8], următorul sistem de ecuații care definește funcționarea împreună la rețea, în regim staționar sincron, a celor două mașini sincrone:

$$\left.\begin{aligned}
\underline{I}_1 &= I_{1a}(U, U_{ep1}, \vartheta) + \mathrm{j}\, I_{1r})\,(U, U_{ep1}, \vartheta)\\
\underline{I}_2 &= I_{2a}(U, U_{ep2}, \vartheta) + \mathrm{j}\, I_{2r}\,(U, U_{ep2}, \vartheta)\\
\underline{I}_r &= I_{ra}(U, U_{ep1} U_{ep2}, \vartheta) + \mathrm{j}\, I_{rr}(U, U_{ep1}, U_{ep2}, \vartheta)\\
P_{M1} &= P_{M1}(U, U_{ep1}, \vartheta)\\
P_{M2} &= P_{M2}(U, U_{ep2}, \vartheta)\\
P_{M2} &= P_{M2}(U, U_{ep2}, \vartheta) = P'_{M1}(U, U_{ep1}, \vartheta) + \Sigma p_{mec}
\end{aligned}\right\} \quad (1)$$

în care I_1, I_2, I_r sînt respectiv curenții mașinilor 1,2 și rețelei; I_{1a}, I_{1r}, etc. componentele active și reactive; U_{ep1}, U_{ep2} — tensiunile electromotoare polare; P_{M1}, P_{M2} — puterile electromagnetice; Σp_{mec} — pierderile mecanice totale ale mașinilor cuplate. Expresiile dezvoltate pentru curenți și puteri, sînt cunoscute [3], [8]. Pentru mărimile electrice legate de mașina 2 s-a considerat în locul unghiului intern ϑ' valoarea $-(\alpha - \vartheta)$ și din acest motiv intervine în ecuații ca parametru doar ϑ. T.e.m. polare U_{ep1}, U_{ep2} pot lua atît valori pozitive cît și negative, cele negative corespunzînd inversării sensului curentului în înfășurările de excitație, față de situația inițială la care a fost stabilit decalajul electric α.

Sistemul (1) pentru o pereche de valori (U_{ep1}, U_{ep2}) date, permite precizarea încărcării rețelei precum și a curenților și puterilor pe fiecare mașină în parte. În general corespund mai multe valori pentru ϑ; dintre ele nu toate din motive de stabilitate statică trebuie luate în considerație, de asemenea din aceleași motive nu pentru orice pereche de valori (U_{ep1}, U_{ep2}) se asigură funcționarea sincronă. Pentru lămurirea acestor două aspecte se are în vedere ultima ecuație din (1).

Considerarea mașinilor cu poli plini

Puterile electromagnetice P_{M1}, P_{M2}, la considerarea tuturor pierderilor din mașini, capătă forma [3], [8]:

* Dr. ing. *A. Cîmpeanu* este lector la Fac. de electrotehnică a Universității din Craiova.

$$\left.\begin{aligned} P_{M1} &= \frac{U \cdot U_{ep1}}{Z_{s1}} \sin(\vartheta - \gamma_1) + A_1 U_{ep1}^2 \\ P_{M2} &= \frac{U \cdot U_{ep2}}{Z_{s2}} \sin(\alpha - \vartheta + \gamma_2) - A_2 U_{ep2}^2 \end{aligned}\right\} \quad (2)$$

în care unghiurile γ_1, γ_2 și admitanțele A_1, A_2 de forma

$$A = \frac{R Z_m^2 + R_m Z^2}{Z_m^2 \cdot Z_s^2} \quad (3)$$

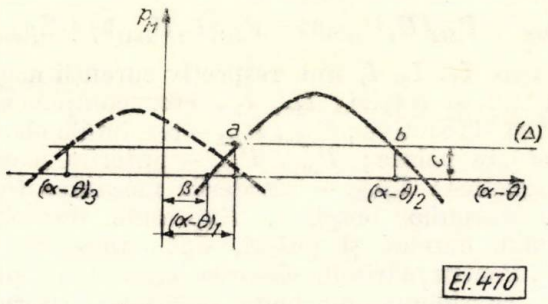
se stabilesc în funcție de parametrii mașinii. În relațiile (2) și (3), Z_s, Z_m, Z reprezintă impedanța sincronă, de magnetizare și de dispersie, iar R, R_m — rezistența înfășurării și rezistența echivalentă corespunzătoare pierderilor în fier.

Se notează :

$$\vartheta - \gamma_1 = x\,; \quad \alpha - \vartheta + \gamma_2 = \alpha_0 - x,$$

unde

$$\alpha_0 = \alpha + \gamma_2 - \gamma_1. \quad (4)$$



EI.470

Fig. 1. Caracteristica mecanică echivalentă $P_M = f(\alpha - \vartheta)$ în cazul mașinilor sincrone cu poli plini.

Din ecuația de echilibru a puterilor rezultă :

$$U\left[\frac{U_{ep2}}{Z_{s2}} \sin(\alpha_0 - x) - \frac{U_{ep1}}{Z_{s1}} \sin x\right] = A_1 U_{ep1}^2 + A_2 U_{ep2}^2 + \Sigma p_{mec}. \quad (5)$$

Ecuația (5) se mai poate pune și sub forma :

$$A_m \sin(\alpha - \vartheta - \beta) = C, \quad (6)$$

unde :

$$\left.\begin{aligned} A_m &= \sqrt{\left(\frac{U_{ep1}}{Z_{s2}}\right)^2 + 2\left(\frac{U_{ep1}}{Z_{s1}}\right)\left(\frac{U_{ep2}}{Z_{s2}}\right)\cos\alpha_0 + \left(\frac{U_{ep2}}{Z_{s2}}\right)^2} \\ C &= A_1 U_{ep1}^2 + A_2 U_{ep2}^2 + \Sigma p_{mec} \\ \beta &= \beta_0 - \gamma_2 \end{aligned}\right\} \quad (7)$$

în care β_0 este dat de relația :

$$\beta_0 = \operatorname{arctg} \frac{\frac{U_{ep1}}{Z_{s1}} \sin\alpha_0}{\frac{U_{ep2}}{Z_{s2}} + \frac{U_{ep1}}{Z_{s1}} \cos\alpha_0}.$$

Ecuația (6) reprezentată în figura 1 arată că grupul celor două mașini sincrone se comportă față de rețea ca o singură mașină sincronă cu unghiul intern $(\alpha - \vartheta)$, la care însă caracteristica mecanică $P_M = f(\alpha - \vartheta)$ nu trece prin originea sistemului de axe, ci este decalată cu unghiul β, iar raportul $\frac{U_{ep}}{Z_s}$ este dat de relația :

$$\frac{U_{ep}}{Z_s} = \sqrt{\left(\frac{U_{ep1}}{Z_{s1}}\right)^2 + 2\left(\frac{U_{ep1}}{Z_{s1}}\right)\left(\frac{U_{ep2}}{Z_{s2}}\right)\cos\alpha_0 + \left(\frac{U_{ep2}}{Z_{s2}}\right)^2}$$

în care U_{ep}, Z_s sînt t.e.m. polară respectiv impedanța sincronă, echivalente.

Pierderile intervin, conform relației (7), atît în fixarea abscisei β unde sinusoida trece prin zero cît și în valoarea lui C care reprezintă încărcarea mecanică a mașinii sincrone. Cum C este o putere de pierderi, mărimea ei este de ordinul procentelor față de puterea nominală și mașina sincronă echivalentă apare practic descărcată de putere mecanică.

Rezolvînd ecuația (6) se stabilește unghiul intern $(\alpha - \vartheta)$, pentru o pereche de valori U_{ep1}, U_{ep2} date. Din (6) și figura 1 rezultă în general două valori posibile $(\alpha - \vartheta)_1$, $(\alpha - \vartheta)_2$; din condițiile cunoscute pentru stabilitatea unei mașini sincrone, doar soluția $(\alpha - \vartheta)_1$, corespunzătoare punctului a trebuie luată în considerație, cea care îndeplinește deci condiția $\alpha - \vartheta - \beta \leqslant \frac{\pi}{2}$.

Unghiul intern o dată determinat, relațiile (1) stabilesc univoc celelalte mărimi necesare precizării regimului de funcționare pe fiecare din mașinile sincrone cuplate. Modificarea excitației uneia din mașini, modifică amplitudinea sinusoidei echivalente și provoacă schimbarea lui β. În condiții determinate, unghiul β poate lua valori negative (sinusoida reprezentată punctat) ceea ce denotă că mașina 2 a schimbat regimul de motor în generator. Rezultă de aici, posibilitatea reglajului în limite largi a încărcărilor active ale mașinilor cuplate.

Funcționarea stabilă este posibilă (fig. 1) cît timp $A_m > C$, condiție suplimentară ce trebuie îndeplinită de perechile de valori (U_{ep1}, U_{ep2}), ca funcționarea sincronă să fie posibilă din punctul de vedere al stabilității statice.

Influența diverșilor parametri asupra stabilității. Amplitudinea A_m a sinusoidei este determinată atît de excitația celor două mașini cît și de unghiul α_0.

— Modificarea unghiului α_0, pentru U_{ep1}, $U_{ep2} = \text{ct}$, modifică amplitudinea A_m după legea :

$$A_m^2 = a + b \cos \alpha_0 ; \; a, \; b = \text{ct}.$$

Cea mai mare rezervă de stabilitate rezultă pentru $\alpha_0 = 0$, rezerva minimă pentru $\alpha_0 = \pi$. Pentru $U_{ep1}/Z_{s1} = U_{ep2}/Z_{s2}$ și $\alpha_0 = \pi$, rezultă $A_m = 0$ și funcționarea sincronă nu mai este posibilă; aceasta nu mai este posibilă însă, înainte de atingerea acestei condiții, imediat ce $A_m < C$. În concluzie stabilitatea grupului crește cu scăderea lui α_0.

— Modificarea uneia din excitații, pentru $\alpha_0 = \text{ct}$ și cealaltă excitație neschimbată, modifică amplitudinea A_m după legea :

$$f(A_m, y) = A_m^2 - y^2 - by - c^2 = 0. \quad (8)$$

Dacă se consideră variabilă excitația mașinii 1 ;

$$y = U \frac{U_{ep1}}{Z_{s1}}, \; b = 2 \; U \frac{U_{ep2}}{Z_{s2}} \cos \alpha_0, \; C = U \frac{U_{ep2}}{Z_{s2}}.$$

Ecuația (8), o curbă de gen hiperbolă este reprezentată în figura (2) pe care se pot urmări

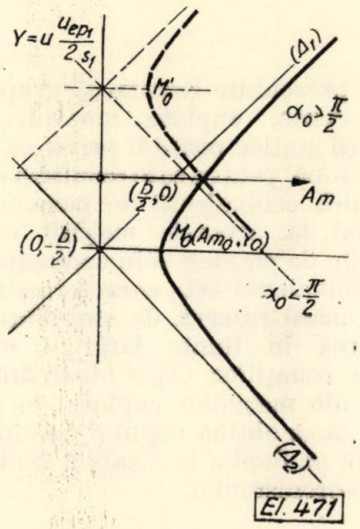


Fig. 2. Curbele $f(Am, y) = 0$

toate valorile posibile ale lui A_m. Cum are sens doar $A_m > 0$, s-a figurat doar ramura hiperbolei de la stînga axei ordonatelor. Pentru diverse valori ale lui $\alpha_0 = \text{ct}$, punctul de intersecție al asimtotelor se deplasează pe axa ordonatelor : pentru $\alpha_0 < \frac{\pi}{2}$, sub axa absciselor ; pentru $\alpha_0 > \frac{\pi}{2}$, deasupra.

Din figură se observă că pentru $\alpha_0 < \frac{\pi}{2}$, creșterea de la zero a excitației mașinii *1*, conduce la creșterea lui A_m. Pentru $\alpha_0 > \frac{\pi}{2}$ (curba reprezentată întrerupt), creșterea lui U_{ep1} determină mai întîi o scădere a lui A_m pînă la valoarea corespunzătoare vîrfului M_0' pentru care $U_{ep1} = \frac{Z_{s1}}{Z_{s2}} U_{ep2} \cos \alpha_0$, în continuare cu creșterea lui U_{ep1} crește și A_m. Pe această bază se trage concluzia că rezerva de stabilitate statică a grupului celor două mașini sincrone crește cu excitațiile în cazul $\alpha_0 < \frac{\pi}{2}$ și poate crește sau scădea în cazul $\alpha_0 > \frac{\pi}{2}$.

Considerarea mașinilor cu poli aparenți

Față de cazul precedent, ca urmare a prezenței asimetriei magnetice după cele două axe, intervine și cuplul reactiv ; pentru simplificare se neglijează în cele ce urmează pierderile.

În acest caz :

$$\left.\begin{aligned} P_{M2} &= \frac{U \, U_{ep2}'}{X_{d2}} \sin (\alpha - \vartheta) + r_2 \, U \sin 2 (\alpha - \vartheta) \\ P_{M1} &= \frac{U \, U_{ep1}}{X_{d1}} \sin \vartheta + r_1 \, U \sin 2\vartheta \end{aligned}\right\} \quad (9)$$

în care :

$$r_1 = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{X_{q1}} - \frac{1}{X_{d1}}\right) U, \; r_2 = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{X_{q2}} - \frac{1}{X_{d2}}\right) U.$$

Se studiază stabilitatea tot pe baza caracteristicii mecanice a mașinii echivalente. Ca mai sus :

$$P_M' = P_{M2} - P_{M1}$$

sau ținînd cont de (9) :

$$P_M = P_M' + P_M'' \quad (10)$$

unde :

$$P_M' = A_m \sin (\alpha - \vartheta - \beta),$$

$$P_M'' = r \; U \sin [2 (\alpha - \vartheta) - \varphi],$$

A_m, β rezultă din (7) în care se neglijează pierderile, iar r, φ, sînt date de relațiile :

$$r = \sqrt{r_1^2 + r_2^2 + 2 r_1 \cdot r_2 \cos \alpha} ; \; \text{tg} \, \varphi = \frac{r_1 \sin 2\alpha}{r_2 + r_1 \cos 2\alpha}.$$

Caracteristica mecanică echivalentă dată de (10) are două componente P_M', P_M'', una dependentă de excitații, cealaltă de nivelul asimetriei magnetice a mașinii sincrone. Se poate considera că pe același arbore sînt prezente două mașini echivalente : una ce corespunde mașinilor cu poli aparenți neexcitate ce determină componenta P_M'' a caracteristicii mecanice și una corespunzătoare mașinilor cu poli plini excitate, ce stabilește cea de a doua componentă P_M'. Prin suprapunerea efectelor se obține caracteristica mecanică echivalentă P_M. Pentru un α dat, r și φ sînt precizați, deci caracteristica P_M'' are o poziție fixă, bine stabilită în sistemul de axe din figura 1 .

În general U_{ep1}, $U_{ep2} \gtrless 0$ și caracteristica P'_M și deci și P_M poate ocupa orice poziție în sistemul de axe ales. În figura 3 sînt trasate curbele în cazul particular $U_{ep1} = 0$, $U_{ep2} < 0$; curenții de excitație ai mașinii *2* corespunzători curbelor I, II, III satisfac relația $I_{e2I} < I_{e2II} < I_{e2III}$. Se observă o deplasare continuă a lui $(\alpha - \vartheta)$ spre valori crescătoare pînă la valoarea $(\alpha - \vartheta)_{lim}$ corespunzătoare punctului 2 de pe abscisă, dincolo de care, crescînd excitația, regimul de funcționare sincron nu mai este posibil. Se produce o rotire astfel că unghiul $(\alpha - \vartheta)$ trece prin salt la noua valoare dată de abscisa punctului *3* stabil de funcționare.

Curbele din figura 3 arată că la o rotire cu 2π a axelor polare, corespund în general două poziții stabile, punctele (1, 1'), (2,2') etc. Pentru una din poziții excitația este magnetizantă, pentru cealaltă demagnetizantă și prin urmare capacitatea de supraîncărcare a mașinii echivalente este diferită, mai mică în cazul punctelor 1,2 etc. La creșterea excitației

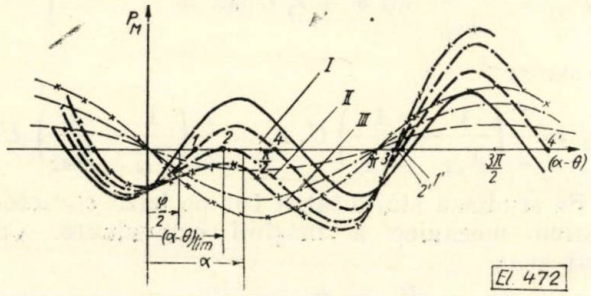


Fig. 3. Caracteristicile mecanice echivalente $P_M = f(\alpha - \vartheta)$ în cazul mașinilor sincrone cu poli aparenți.

peste o anumită limită, influența componentei P''_M se reduce și pe intervalul $(0 - 2\pi)$ nu mai corespunde decît o poziție stabilă, ca și în cazul mașinilor cu poli plini (curba III).

Pentru determinarea pe cale analitică a unghiurilor interne la o pereche de valori date U_{ep1}, U_{ep2}, se calculează A_M, β și se rezolvă ecuația:

$$P_M = A_m \sin(\alpha - \vartheta - \beta) + \\ + r\,U \sin[2(\alpha - \vartheta) - \varphi] = 0, \qquad (11)$$

urmînd ca din condiția de stabilitate pentru mașina echivalentă, dintre soluțiile $(\alpha - \vartheta)_i$ să se rețină doar cele pentru care puterea sincronizantă este pozitivă $\left(\frac{d P_M}{d(\alpha-\vartheta)}\right)_{(\alpha-\vartheta)i} > 0$. Rezolvarea ecuației (11) este dificilă; notînd $\sin(\alpha - \vartheta) = x$ se obține o ecuație de gradul IV ale cărei soluții trebuie interpretate.

Valoarea sau valorile posibile ale lui $(\alpha - \vartheta)$ se stabilesc mai simplu pe cale grafică prin reprezentarea în același sistem de axe a sinusoidelor fundamentală P'_M și de frecvență dublă P''_M și trasarea curbei rezultante P_M ale cărei intersecții cu abscisa determină soluțiile $(\alpha - \vartheta)_i$.

Din analiza stabilității în cazul mașinilor cu poli aparenți se desprind următoarele particularități:

— spre deosebire de cazul mașinilor cu poli plini în care pe un interval de 2π există o singură soluție acceptată pentru $(\alpha - \vartheta)$, prezența polilor aparenți face ca pentru același interval să se poată determina în general două poziții de funcționare sincronă stabilă; probabilitatea identificării a două poziții stabile este cu atît mai mare, cu cît excitațiile mașinilor sînt mai reduse;

— pentru mașinile cu poli aparenți se poate stabili întotdeauna cel puțin o poziție stabilă de funcționare în paralel independent de mărimea și sensul excitațiilor, deoarece curba P_M pe o perioadă trebuie să treacă cel puțin de două ori prin zero. Într-un singur caz nu se poate păstra sincronismul: pentru $\alpha = \frac{\pi}{2}$ și mașini identice neexcitate cînd $A_m = r = 0$ și curba P_M se confundă cu abscisa.

Concluzii

Din cele prezentate rezultă că grupul a două mașini sincrone, cuplate mecanic, d.p.d.v. al stabilității statice poate fi privit ca o singură mașină sincronă, pentru care rezultă o caracteristică mecanică echivalentă de parametri precizați. Cuplul la arborele mașinii echivalente este un cuplu de pierderi și în consecință mașina sincronă echivalentă este caracterizată în general prin o mare rezervă de stabilitate statică.

Modificarea în limite largi a excitațiilor și conform ecuațiilor (1) a încărcărilor active și reactive ale mașinilor cuplate, în particular astfel încît să se obțină regimul nominal pe una din ele, este pe deplin realizabilă fără pericolul pierderii sincronismului.

Bibliografie

[1] *Bonfert, K.* Betriebsverhalten der Synchronmaschine Berlin, Springer Verlag, 1962.
[2] *Dordea, T.* Asupra ecuațiilor mașinilor electrice de curent alternativ. În: St. și cerc. Energ. și Electrot., T. **16**, 1966.
[3] *Dordea*, T. Mașini electrice. București, Ed. did. și pedag., 1970.
[4] *Richter, R.* Mașini electrice vol. II. București, Ed. Tehnică, 1959.
[5] *Nürnberg, W.* Die Prüfung elektrischer Maschinen. Berlin, Springer Verlag, 1955.
[6] *Cîmpeanu, A.* Contribuție la studiul unui regim staționar special al mașinii sincrone. În: Bulet. St. și Tehnic al I.P Timișoara, Tom. 9 (23), 1964.
[7] *Cîmpeanu, A.* O nouă metodă de încercare în sarcină a mașinii sincrone. În: Bulet. St. Tehn. al I.P.T. Tom **II** (25), 1966.
[8] *Cîmpeanu, A.* Studiul a două mașini sincrone cuplate mecanic conectate la rețea. Teză de doctorat, I.P. Timișoara 1969.

Intrat în redacție la 4.V.1971

Criterii de echivalenţă între încercările directe şi sintetice pentru verificarea capacităţii de rupere a siguranţelor de înaltă tensiune, limitatoare.

ION MARINESCU* — Bucureşti

CZ 621.316.923.2.064.32 : 621. 317.312

Datorită avantajelor tehnico-economice pe care le prezintă, încercările sintetice au cîştigat în ultimul timp teren pe plan mondial. Dacă în ceea ce priveşte încercarea sintetică a întreruptoarelor situaţia tinde să se clarifice chiar în cadrul CEI, încercarea sintetică a siguranţelor de înaltă tensiune şi mare putere, limitatoare de curent este încă în fază incipientă datorită atît faptului că puterile de rupere ale siguranţelor nu au depăşit încă posibilităţile de încercare ale laboratoarelor de încercare directă cît şi faptului că încercarea sintetică a siguranţelor pune unele probleme mai complicate decît încercarea similară a întreruptoarelor. Din punct de vedere economic schema sintetică este avantajoasă atît sub aspectul investiţiilor cît şi sub aspectul costului unei încercări [1], [2], [3], cu atît mai mult cu cît tendinţa actuală este de a se stabili statistic capacitatea de rupere a siguranţelor. Problema esenţială a încercărilor sintetice constă în a stabili un circuit de încercare care să reproducă fenomenele care au loc în exploatare la deconectarea curenţilor de scurtcircuit de către siguranţe.

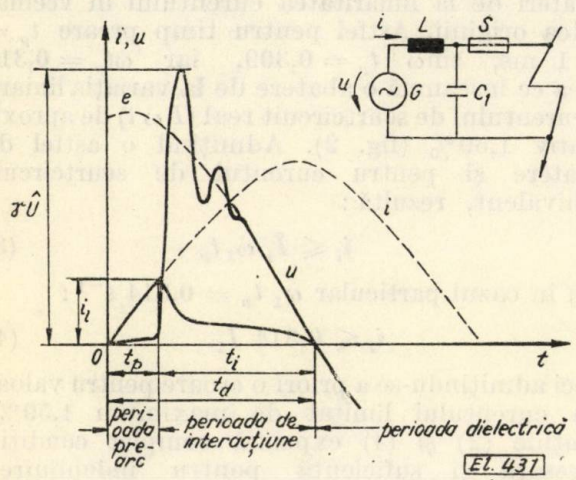


Fig. 1. Funcţionarea siguranţei în regim de scurtcircuit în exploatare:

$\gamma\,\hat{U}$ — supratensiunea de deconectare; e — t.e.m. a sursei G; i_l — curentul limitat; i — curentul de scurtcircuit; t_p — timp prearc; t_i — timp de interacţiune; t_d — timp total de deconectare.

1. Funcţionarea siguranţei fuzibile de înaltă tensiune şi mare putere, limitatoare de curent

Fenomenele care au loc la deconectarea curenţilor de scurtcircuit de către siguranţele limitatoare (sintetizată în fig. 1) se pot împărţi în trei perioade.

a) Perioada prearc, caracterizată prin apariţia curentului de scurtcircuit şi prin efectele termice pe care le produce asupra elementului fuzibil; căderea de tensiune pe siguranţă în această perioadă este relativ redusă şi nu joacă un rol important în desfăşurarea fenomenelor. Curentul i (fig. 1) care în lipsa siguranţei ar solicita toate elementele instalaţiei la eforturi termice şi electrodinamice excesive, este limitat de siguranţă la valoarea i_l solicitările menţionate diminuîndu-se corespunzător. Valoarea curentului limitat depinde de materialul din care este făcut elementul fuzibil, de secţiunea acestuia, de regimul anterior apariţiei scurtcircuitului, considerînd că regimul este adiabatic (durata maximă este de ordinul milisecundelor). Momentul apariţiei arcului electric şi deci al încheierii perioadei prearc este considerat momentul volatilizării parţiale sau totale a elementului fuzibil [4], [5] şi corespunde momentului limitării.

b) Perioada de interacţiune este o perioadă critică pentru funcţionarea siguranţei, în care fenomenele care apar în circuit sînt determinate de interacţiunea dintre siguranţă şi circuit. In prima fază a acestei perioade (faza de arc electric), curentul iniţial limitat de apariţia arcului electric scade datorită faptului că reţeaua intervine prin elementele sale în procesul de deconectare. Coloana arcului electric este răcită şi deionizată în contact cu nisipul cuarţos, ceea ce duce la o variaţie rapid descrescătoare a curentului. Această variaţie este accentuată de inductivitatea reţelei (L) deoarece termenii di/dt (valoarea negativă) şi $L\,di/dt$ acţionează în acelaşi sens. În această fază apare prima oscilaţie a tensiunii tranzitorii de restabilire (deosebit de importantă atît pentru reuşita deconectării cît şi pentru solicitarea izolaţiei), a cărei amplitudine şi pantă depind de caracteristicile siguranţei (lungimea şi diametrul porţiunii care se volatilizează, granulaţia materialului de stingere etc) şi de elementele circuitului (capacitate şi inductivitate).

Faza a doua a perioadei de interacţiune începe cu formarea „omizii de fuziune" şi se încheie în momentul trecerii prin zero a curentului. Deconectarea se produce dacă curentul determinat practic numai de tensiunea de restabilire şi rezistenţa omizii de fuziune este suficient de mic pentru ca încălzirea pe

* Ing. *I. Marinescu* este şef de secţie la I.C.P.E.

care o produce în interiorul siguranței să nu ducă la reaprinderea termică a arcului electric. Interacțiunea siguranță-rețea constă în faptul că rezistența siguranței influențează amortizarea oscilațiilor tensiunii tranzitorii de restabilire care la rîndul lor influențează mărimea curentului din circuit.

c) *Perioada dielectrică*, durează atîta timp cît tensiunea de restabilire se menține la bornele siguranței. În această perioadă este posibilă o reamorsare dielectrică, fapt care a dus la recomandarea ca tensiunea la bornele siguranței să fie menținută timp de 15 s.

3. Criterii de echivalență între încercările directe și sintetice

Schema sintetică este în principiu simplă [2], [3]. Un condensator se descarcă pe un circuit oscilant în care este introdusă siguranța încercată. Deoarece curentul limitat are o valoare redusă față de curentul de scurtcircuit prezumat, poate fi reprodus în schema sintetică de un curent cu pulsația mărită și amplitudine corespunzător redusă (fig. 2).

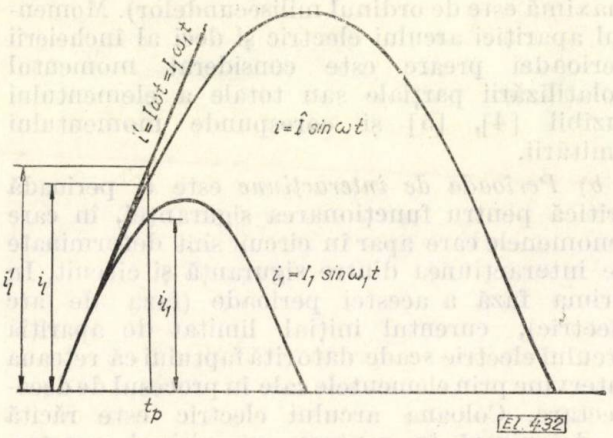


Fig. 2. Comparație între curentul de scurtcircuit prezumat și curentul echivalent din schema sintetică :

i — curentul de scurtcircuit simetric, prezumat ; i_1 — curentul echivalent la încercarea sintetică ; i' — curentul de scurtcircuit prezumat în cazul variației liniare după panta în origină ; i_l, i_{ll}, i'_l — curenții limitați pentru același timp prearc.

Problema echivalenței între încercările directe și încercările sintetice este tratată sumar în literatura tehnică [2], [3] considerîndu-se drept condiții necesare și suficiente :

a) egalitatea pantelor în origină a celor doi curenți de scurtcircuit (din circuitul real respectiv din schema sintetică) în perioada prearc ;

b) egalitatea inductanțelor și a t.e.m. a surselor celor două circuite de încercare pentru perioadele următoare.

Considerînd aceste criterii ca necesare dar insuficiente pentru asigurarea reproductibilității fenomenelor în schema sintetică și pentru dimensionarea corespunzătoare a acesteia în cele ce urmează se propun noi criterii de echivalență.

2.1. Perioada prearc

Așa cum s-a menționat anterior, pentru a putea reproduce curba curentului de scurtcircuit real, pînă în momentul limitării, cu ajutorul unui curent de pulsație mărită este necesar ca :

$$\left.\frac{\mathrm{d}\,i}{\mathrm{d}t}\right|_{t=0} = \left.\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}\right|_{t=0} \tag{1}$$

ceea ce în cazul a doi curenți sinusoidali înseamnă :

$$\omega \hat{I} = \omega_1 \hat{I}_1 \tag{2}$$

unde $\omega = 314\ \mathrm{s}^{-1}$, $\hat{I}$ este amplitudinea curentului de scurtcircuit prezumat din rețea, ω_1 și $\hat{I}_1$ sînt pulsația respectiv amplitudinea curentului de scurtcircuit echivalent din schema sintetică (fig. 2).

Condiția (2) este necesară dar nu suficientă, deoarece poate conduce la concluzia greșită că orice produs $\omega_1 \hat{I}_1$ o poate îndeplini (de exemplu, un produs $\omega_1 \hat{I}_1$ în care $\hat{I}_1$ este mai mic decît curentul limitat). Apare deci necesară impunerea unei condiții suplimentare care să stabilească un raport între curentul limitat și amplitudinea curentului de scurtcircuit echivalent din schema sintetică. Valoarea acestui raport se poate stabili pe baza admiterii unei anumite abateri de la liniaritatea curentului în vecinătatea originii. Astfel pentru timp prearc $t_p = 1$ ms, $\sin\omega\, t_p = 0{,}309$, iar $\omega t_p = 0{,}314$ ceea ce înseamnă o abatere de la variația liniară a curentului de scurtcircuit real ($I\ \omega\ t$) de aproximativ 1,59% (fig. 2). Admițînd o astfel de abatere și pentru curentul de scurtcircuit echivalent, rezultă :

$$i_l \leqslant \hat{I}_1\, \omega_1\, t_p \tag{3}$$

sau în cazul particular $\omega_1\, t_p = 0{,}314\ \mathrm{s}^{-1}$:

$$i_l \leqslant 0{,}314\ \hat{I}_1. \tag{4}$$

Deci admițîndu-se a priori o eroare pentru valoarea curentului limitat de maximum 1,59%, relațiile (2) și (4) exprimă complet condiția necesară și suficientă pentru îndeplinirea criteriului de echivalență între încercările directe și sintetice în perioada prearc.

În conformitate cu figura 2, se pot stabili următoarele erori relative :

— eroarea relativă reală

$$\varepsilon_r = \frac{i_l - i_{ll}}{i_l} \cdot 100\%\,; \tag{5}$$

— eroarea relativă maximă

$$\varepsilon_m = \frac{i'_l - i_{ll}}{i_{ll}}\, 100\%. \tag{6}$$

De remarcat că a doua condiție exprimată prin relațiile (3) sau (4) poate servi la dimensionarea schemei sintetice în sensul că permite, cunoscut fiind timpul prearc al siguranței care urmează a fi încercată în schema sintetică, să se determine pulsația maximă a curentului de scurtcircuit echivalent corespunzătoare admiterii unei anumite abateri de la valoarea curentului limitat în cazul unei încercări directe.

2.2. Perioada de interacțiune siguranță-rețea

În această perioadă, condiția de la capitolul 2, pct. b, este necesară dar nu suficientă deoarece înseamnă că se asigură încercării numai reproducerea tensiunii de restabilire de frecvență industrială fără a se reproduce și tensiunea tranzitorie de restabilire; sînt necesare deci condiții suplimentare care să se refere la factorul de amplitudine (γ) și la frecvența proprie a circuitului (f_0). Severitatea circuitului de încercare directă este caracterizată conform [6] prin f_0 și γ; aceste mărimi trebuie reproduse și în schema sintetică,, care trebuie dimensionată în consecință. Pentru a demonstra strînsa legătură dintre severitatea circuitului și parametrii acestuia vom analiza succint cîteva relații.

Supratensiunea de deconectare care apare în momentul limitării curentului depinde de inductivitatea L și capacitatea C_1 (fig. 1). În primă aproximație:

$$\frac{1}{2} C_1 \hat{U}_s^2 = \frac{1}{2} L i_l^2 \tag{7}$$

$$\hat{U}_s = i_l \sqrt{\frac{L}{C_1}}. \tag{8}$$

Utilizînd valori uzual întîlnite în rețele și anume $L = 1{,}2$ mH, $C_1 = 0{,}5$ nF, rezultă $\hat{U}_s = 4{,}6$ MV. Practic această supratensiune nu poate apărea datorită în primul rînd nivelului de ținere al siguranței.

Capacitatea C_1 influențează panta tensiunii tranzitorii de restabilire, care se poate aproxima ca fiind determinată de dreapta care unește originea acestei tensiuni cu amplitudinea primei oscilații. În acest caz:

$$\frac{du}{dt} = \frac{2\hat{U}_s}{T_0} \tag{9}$$

unde

$$T_0 = 2\pi \sqrt{LC_1}. \tag{10}$$

Ținînd seama și de (8) rezultă:

$$\frac{du}{dt} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{i_l}{C_1}. \tag{11}$$

Din relația (11) rezultă modul în care influențează capacitatea și curentul limitat asupra pantei tensiunii tranzitorii de restabilire. Raționamentul poate fi condus mai departe rezultînd în final că supratensiunea de deconectare depinde de inductivitatea circuitului și deci de puterea de scurtcircuit. Astfel:

$$X_L = \frac{U^2}{P_{sc}}. \tag{12}$$

Notînd $\omega_0^2 = 1/\sqrt{LC_1}$ și $X_L = \omega L$ rezultă:

$$C_1 = \frac{\omega^2 P_{sc}}{\omega_0^2 U^2}. \tag{13}$$

Deci pentru f_0 = constant și o anumită tensiune nominală:

$$C_1 = \text{const}\ P_{sc}. \tag{14}$$

2.3. Perioada dielectrică

Reamorsarea dielectrică deși este mai puțin probabilă decît reaprinderea termică, normele [7] impun menținerea tensiunii de restabilire de frecvență industrială de 15 s cu o frecvență de $+5\%$ -0%. În rest, în această perioadă trebuie îndeplinite condițiile de la capitolul 2, pct. b.

2.4. Continuitatea

În cazul în care la încercarea sintetică sînt utilizate două sau mai multe circuite, comutarea acestora trebuie astfel realizată încît să nu existe pauze între solicitări și să aibă loc în afara zonei de interacțiune siguranță-circuit. Această cerință impusă schemelor sintetice apare sub o formă modificată în literatura de specialitate numai la încercarea sintetică a întreruptoarelor.

2.5. Aprecierea funcționării siguranței

La încercarea directă, nefuncționarea siguranței este însoțită de explozie. La încercarea sintetică, energia disponibilă în circuit este suficientă pentru reproducerea fenomenelor în cazul funcționării siguranței, dar este insuficientă pentru a produce explozia. Necorespondența celor două metode este numai aparentă, deoarece oscilogramele arată că în ambele cazuri curentul nu este limitat, iar tensiunea la bornele siguranței are o valoare mult inferioară tensiunii de restabilire. Luîndu-se drept criteriu de comparație oscilogramele și nu manifestările exterioare, aprecierea funcționării siguranței este posibilă în aceeași măsură la ambele scheme de încercare. Faptul că în schema sintetică nu se produce explozie, are o serie de avantaje dintre care cel mai important este că se poate depista cauza nefuncționării siguranței.

2.6. Severitatea încercării în funcție de gradul de asimetrie al curentului de scurtcircuit

Comparația între regimul de scurtcircuit simetric și asimetric poate fi făcută pe baza figurii 3. Conform [4], [5], o siguranță încercată

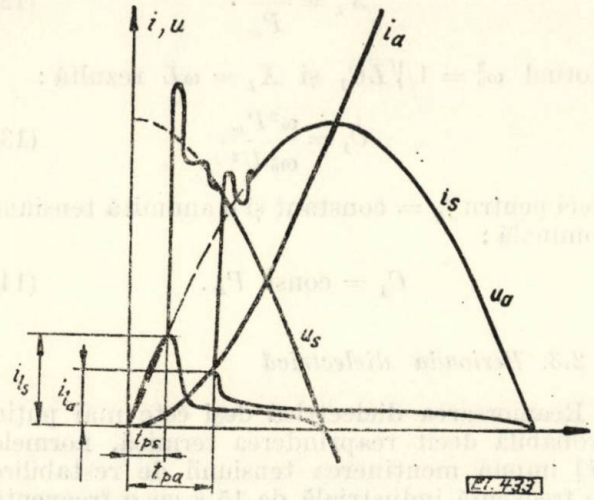


Fig. 3. Comparație între funcționările siguranței la scurtcircuit simetric și asimetric:
i_s, u_s — curentul și tensiunea la scurtcircuit simetric;
i_a, u_a — curentul și tensiunea la scurtcircuit asimetric.

într-un circuit în care doar momentul apariției curentului de scurtcircuit este diferit (decalat cu 90 grade electrice) are în cazul scurtcircuitului asimetric un timp prearc mai mare decît în cazul scurtcircuitului simetric, deși curentul limitat în primul caz este mai mic decît în al doilea caz. În consecință supratensiunea de deconectare este mai mare în cazul scurtcircuitului simetric ca de altfel și valoarea instantanee a tensiunii de restabilire de frecvență industrială. Aceste constatări duc la concluzia că regimul de scurtcircuit simetric este mai sever decît regimul de scurtcircuit asimetric și în concluzie că verificarea siguranței în regim este acoperitoare pentru restul cazurilor care se pot ivi în exploatare.

3. Concluzii

Încercarea sintetică a siguranțelor fuzibile de înaltă tensiune și mare putere, limitatoare, poate înlocui cu avantaje economice importante încercarea directă, cu condiția ca fenomenele fizice care apar la deconectarea curenților de scurtcircuit să fie integral reproduse. Analizînd fenomenele care apar în condițiile menționate rezultă noi criterii de echivalență față de cele cunoscute din literatura de specialitate (stabilirea raportului între curentul limitat și amplitudinea curentului de scurtcircuit echivalent, severitatea circuitului (γ, f_0), continuitatea, aprecierea funcționării siguranței, severitatea încercării în funcție de gradul de asimetrie al curentului de scurtcircuit).

Îndeplinirea integrală a condițiilor de echivalență menționate asigură reproductibilitatea rezultatelor încercării directe la încercarea în schemă sintetică.

Bibliografie

[1] *Baxter, H. W.* Synthetic tests on fuse links. In: Electrica Times, vol. **138**, nr. 17, 1960, p. 629—631.
[2] *Kaplan, V. V.* Ispitanie visokovoltnih tokogranicivaiuşcih predohranitelei na kolebatelnomk onture. In: Electricestvo, vol. **77**, nr. 5, 1956, p. 38—42.
[3] *Marinescu, I.* Încercarea siguranțelor de înaltă tensiune și mare putere în circuit oscilant. In: Electrotehnica, vol. **11**, nr. 4, 1963, p. 136—140.
[4] *Hortopan, Gh.* Aparate electrice. București, Ed. Didactică și Pedagogică, 1967.
[5] *Rüdenberg, R.* Fenomene tranzitorii în sistemele electroenergetice. București, Ed. Tehnică, 1959.
[6] * * * STAS 3686—63. Întreruptoare de putere pentru tensiuni alternative peste 1 kV. Condiții generale.
[7] * * * CEI Publication 282—1. Première edition 1968. Coupe-circuit à fusibles haute tension. Première partie: Coupe-circuit limiteurs de courant.

Intrat în redacție la 22. VII. 1971

Dispozitiv de sincronizare optică a unui generator de înaltă tensiune

EMIL GABER și ANDREI MARINESCU* — Craiova

CZ 621.317.774 : 621.319.53

Schema bloc a unui dispozitiv de sincronizare a generatorului de impuls de tensiune (G.I.T) este dată [2] în figura 1. Impulsul de comandă formează pe o cale impulsul de sincronizare care declanșează baleiajul osciloscopului. Pe o altă cale impulsul de comandă este întîrziat și aplicat generatorului de impuls de amorsare. Acesta produce un impuls abrupt de 10—20 kV care aplicat eclatorului comandat duce la inițierea descărcării în intervalul disruptiv dintre cele două sfere aflate la diferența de potențial U_{inc} și astfel la amorsarea întregului GIT. Rezistența R are rolul de a menține tija *3* la același potențial cu sfera 2 astfel încît cîmpul dintre electrozii principali *1* și *2* să rămînă uniform. Condensatorul C trebuie să separe tensiunea U_{inc}, care apare pe tija *3* după

* Ing. *E. Gaber* lucrează la GUAME — Craiova, iar ing. *A. Marinescu* este șeful laboratorului de înaltă tensiune din GUAME — Craiova.

străpungerea spațiului dintre sfere, de restul circuitelor de comandă. Acest condensator trebuie să suporte o tensiune de impuls din primul etaj al GIT (100—200 kV), ceea ce de multe ori este greu de obținut. Inconvenientul folosirii unui astfel de condensator i se adaugă divizarea impulsului de tensiune de amorsare pe divizorul format din capacitatea C și capacitatea parazită față de sfera *2* a tijei *3*, deci micșorarea impulsului de tensiune util.

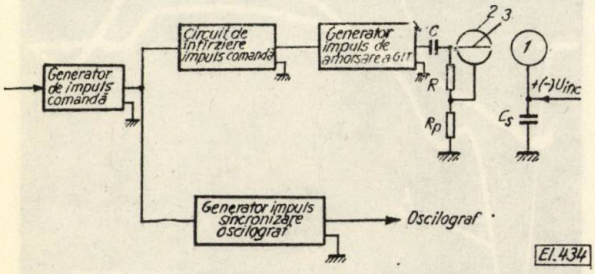


Fig. 1. Schema bloc a unui dispozitiv de sincronizare a G.I.T.

Aceste dezavantaje sînt înlăturate în cazul unei comenzi optice a amorsării GIT.

Schema bloc a dispozitivului de sincronizare cu cuplaj optic (fig. 2).

Comanda de amorsare se face prin aprinderea unui tub cu descărcare în gaz inert (TDG) de tipul celor utilizate în fotografie. Fotodiodele R_1 și R_2 transformă impulsul optic în impulsuri electrice care comandă formarea impulsului de sincronizare a oscilografului, și (după un anumit timp) a impulsului de amorsare a G.I.T. Generatorul impulsului de amorsare este independent de rețea fiind alimentat de la baterie proprie. Impulsul produs de el nu se mai aplică între tija *3* și masă ca în cazul precedent ci între tijă și sfera *2*.

Izolația electrică față de emițătorul optic este asigurată printr-un tub izolant care servește în același timp pentru protecția receptoarelor optice împotriva semnalelor optice parazite.

Pentru a evita întîrzierea și dispersia la amorsare a emițătorului optic, comanda generatorului de impuls de sincronizare se face prin același impuls optic (fotodioda R_1).

Generatorul de impuls de amorsare.

Schema bloc a acestui generator este dată în figura 3.

Pe ambele căi — de amorsare și de sincronizare există un circuit de întîrziere. Prin variația timpilor de întîrziere t_1 respectiv t_2, amorsarea G.I.T. se face la diferiți timpi după declanșarea baleiajului sau chiar înainte de aceasta (în acest caz se pot studia detalii ale spatelui undei produse de G.I.T).

Circuitul de formare a impulsului de comandă (fig. 4) este un circuit monostabil (tranzistoarele T_1 și T_2) comandat de fotodioda R. La apariția fluxului luminos circuitul basculează și în colectorul tranzistorului T_2 se formează un impuls negativ dreptunghiular.

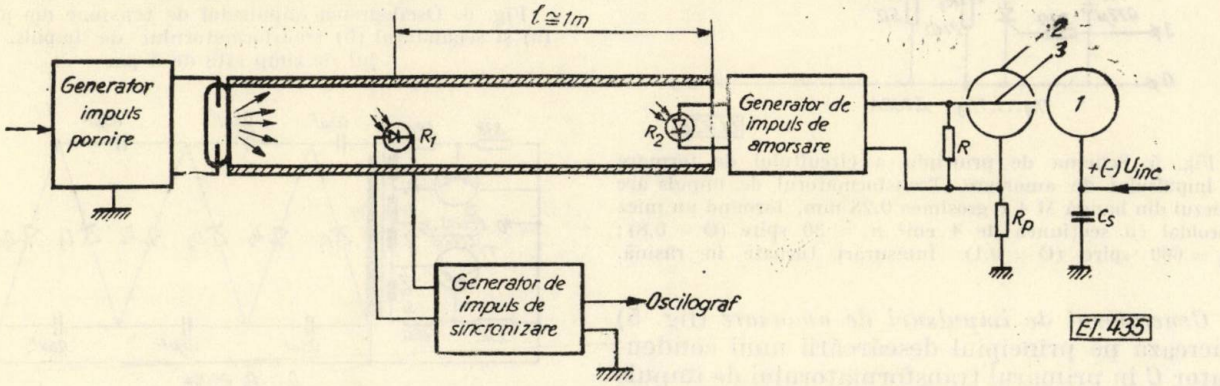


Fig. 2. Schema bloc a unui dispozitiv de sincronizare optic.

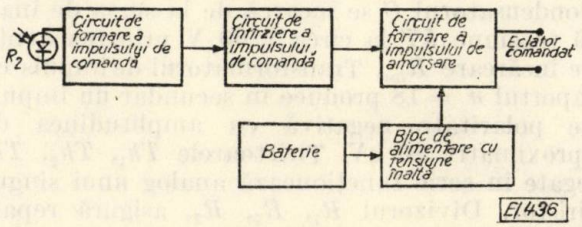


Fig. 3. Schema bloc a generatorului de impuls de amorsare.

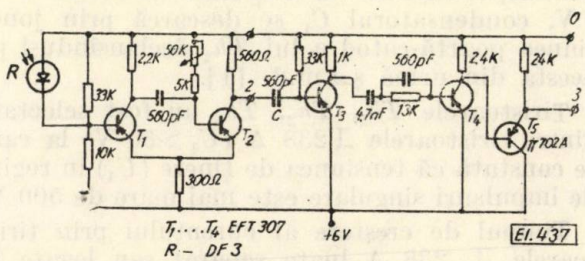


Fig. 4. Schema de principiu a circuitelor de formare și întîrziere a impulsului de comandă.

Circuitul de întîrziere a impulsului de comandă (fig. 4) este format din circuitul de derivare

C, R şi etajele amplificatoare realizate cu tranzistoarele T_3, T_4, T_5. Frontul posterior al impulsului negativ generat de circuitul monostabil este amplificat şi transformat într-un impuls de curent dreptunghiular pozitiv cu durata de 7μs (fig. 11) care comandă deblocarea lanţului de tiristoare.

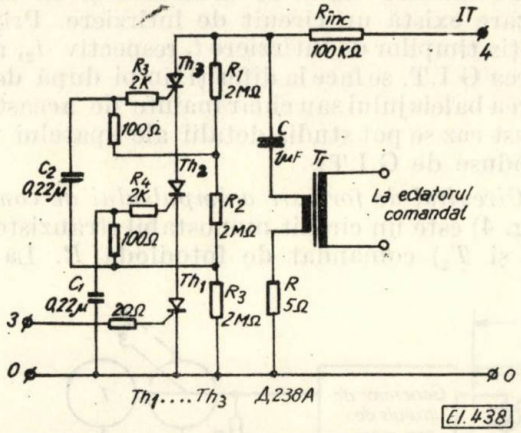


Fig. 5. Schema de principiu a circuitului de formare a impulsului de amorsare. Transformatorul de impuls are miezul din bandă M 4 x grosimea 0,28 mm, formînd un miez toroidal cu secţiunea de 4 cm² $n_1 = 30$ spire (Ø = 0,8); $n_2 = 660$ spire (Ø = 0,1). Înfăşurări turnate în răşină.

Generatorul de impulsuri de amorsare (fig. 5) lucrează pe principiul descărcării unui condensator C în primarul transformatorului de impuls Tr, printr-un lanţ de tiristoare. Rezistenţa R are rolul de a limita curentul prin tiristoare. Condensatorul C se încarcă de la sursa de înaltă tensiune IT la circa 1200 V prin rezistenţa de încărcare R_{inc}. Transformatorul de impuls cu raportul $n = 18$ produce în secundar un impuls de polaritate negativă cu amplitudinea de aproximativ 20 kV. Tiristoarele Th_1, Th_2, Th_3 legate în serie funcţionează analog unui singur tiristor. Divizorul R_1, R_2, R_3, asigură repartiţia uniformă a tensiunii pe tiristoare. Cînd tiristorul Th_1 este declanşat şi adus în stare de conducţie, catodul lui Th_2 trece de la 400 V la 0 V, condensatorul C_1 se descarcă prin joncţiunea poartă-catod a lui Th_2 declanşîndu-l pe acesta din urmă ş.a.m.d. [1].

Tiristoarele Th_1, Th_2, Th_3 au fost selectate dintre tiristoarele Д 238 А ($U_1 > 50$ V) la care se constată că tensiunea de ţinere (U_1) în regim de impulsuri singulare este mai mare de 500 V.

Timpul de creştere al curentului prin tiristoarele Д 238 А luate separat sau legate în serie este în cazul sarcinii inductive a primarului transformatorului de impuls de 0,3 μs. Datorită transformatorului de impuls în secundar se obţine un impuls cu frontul de circa 3 μs (fig. 6).

Sursa de înaltă tensiune (fig. 7) este alcătuită dintr-un invertor care produce impulsuri dreptunghiulare urmat de un redresor multiplicator de tensiune care produce tensiunea de +1200 V. Alimentarea se face de la o baterie de 6 V cu un consum de 0,3 A.

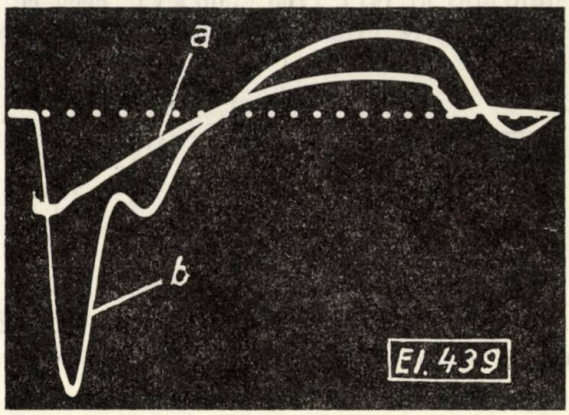


Fig. 6. Oscilograma impulsului de tensiune din primarul (a) şi secundarul (b) transformatorului de impuls. Marcajul de timp este de 3 μs.

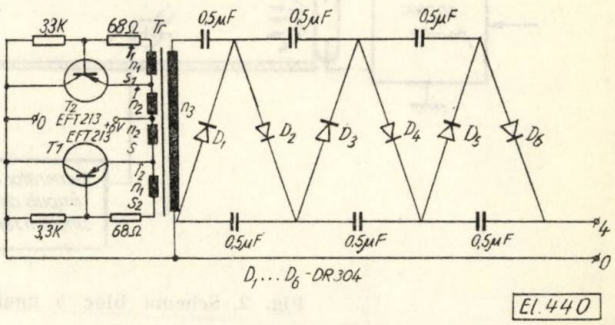


Fig. 7. Schema de principiu a blocului de alimentare cu înaltă tensiune. Transformatorul are miezul din tole E 10 cu secţiunea de 2,8 mm²; $n_1 = 15$ spire (Ø = 0,8); $n_2 = 30$ spire (Ø = 0,8); $n_3 = 1200$ spire (Ø = 0,1).

Generator de impuls pentru sincronizare (fig. 8)

Schema bloc a generatorului de sincronizare este asemănătoare cu a generatorului de amorsare. Partea de producere a impulsului de sincronizare propriu-zis este mai simplă deoarece este necesar un impuls de amplitudine mai mică (100—200 V), iar alimentarea se face direct de la reţea.

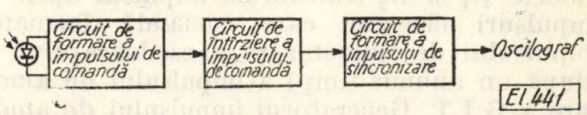


Fig. 8. Schema bloc a generatorului impulsului de sincronizare.

Primele două etaje ale schemei bloc (fig. 8) sînt identice cu cele ale generatorului impulsului de amorsare. Schema de principiu a circuitului de formare a impulsului de sincronizare este dată în figura 9. Capacitatea C se încarcă de la sursa de 200 V şi se descarcă în momentul declanşării tiristorului pe rezistenţa

R formîndu-se astfel un impuls pozitiv de 200 V cu front de creştere de 0,3 μs şi cădere exponenţială la zero.

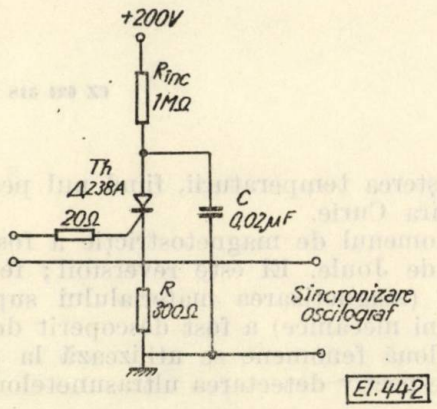


Fig. 9. Schema de principiu a circuitului de formare a impulsului de sincronizare oscilograf.

Performanţele dispozitivului. Concluzii.

— Analiza oscilografică a impulsului de tensiune care apare la bornele fotodiodei în gol arată că se produce un impuls dreptunghiular de tensiune cu frontul anterior de 5 μs şi durata de 1 ms.

— Intervalul de timp dintre comanda declanşării TDG şi apariţia impulsului de tensiune la bornele fotodiodei este instabil, în cazul de faţă de 15 ± 3 μs. Această întîrziere şi dispersie nu intervine în funcţionarea dispozitivului descris fiind eliminată prin excitarea celor 2 fotodiode de către un impuls optic unic.

— Pentru a obţine o dispersie totală a dispozitivului sub 0,5 μs în condiţiile folosirii unui impuls conform primei concluzii s-a recurs la coordonarea nivelului impulsului optic cu nivelul pragului de declanşare al circuitului monostabil. Acesta basculează la nivelul de 0,1 din amplitudinea impulsului pe fotodiodă [3].

— Dintre variantele de sincronizare optică s-a ales cea cu TDG şi fotodiodă cu Ge [3] dispozitivul putîndu-se astfel realiza cu elemente uşor de procurat.

— Pe baza celor arătate mai sus s-a obţinut o dispersie totală a dispozitivului de 0,2 μs (fig. 10). Dispersia momentului deblocării lanţului de tiristoare este menţinută în limite neglijabile (fig. 11), prin comanda pe poartă cu un curent mai mare de 0,2 A şi o pantă de creştere di/dt mai mare de 1 A/μs. Pe oscilogramă oscilaţia curentului de poartă arată momentul deblocării tiristoarelor care se face cu o întîrziere de 1 μs.

— Impulsul de tensiune de amorsare are forma din figura 6. Amplitudinea lui este de circa 20 kV faţă de 8 kV tensiunea de 100% amorsări a eclatorului comandat din primul etaj al GIT.

Pentru comparaţie este dat şi impulsul de tensiune aplicat în primarul transformatorului.

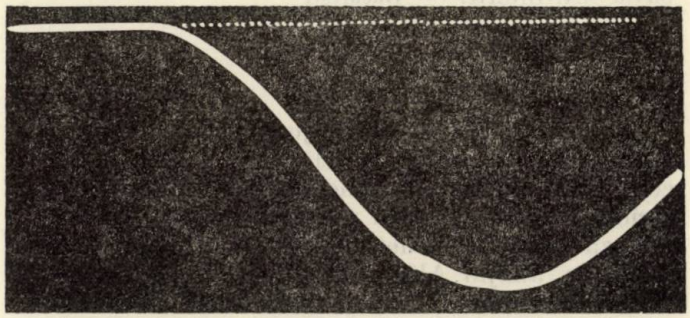


Fig. 10. Dispersia momentului de apariţie al impulsului de amorsare faţă de momentul declanşării baleiajului osciloscopului. S-a înregistrat pe acelaşi film fotografic de 5 ori impulsul de amorsare la intervale de timp de 30 s. Marcajul de timp este de 0,1 μs.

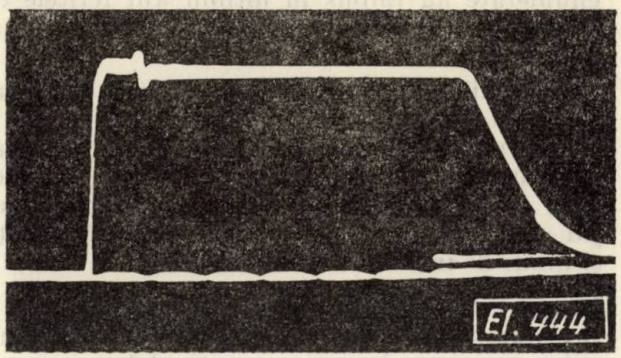


Fig. 11. Dispersia momentului deblocării lanţului de tiristoare. S-a înregistrat pe acelaşi film fotografic de 5 ori impulsul de curent de comandă a tiristorului *Th* 1. Marcajul de timp este de 1 μs.

Dispozitivul descris este folosit pentru declanşarea unui GIT de 1,6 MV în laboratorul de înaltă tensiune al CCP—AME Craiova, putînd fi folosit în general la transmiterea unei comenzi într-un circuit aflat la potenţial ridicat faţă de pămînt.

Bibliografie

]1] *Roublot, R.* Quelqes nouvelle; applications des thyristors complementaires ou rapides. În Electronique industrielle, Juillet — Août, 1969, p. 474—475.

[2] *Costina D,* şi *Marinescu, A.* Dispozitive de sincronizare pentru instalaţii de impuls de tensiune. Calcul şi construcţie — In : Electrotehnica, nr. 4 aprilie 1965, p. 139—150.

[3] *Marinescu, A.* şi *Marinescu, E.* Consideraţii privind comanda optică cu inerţie redusă în instalaţiile de încercare. In : Electrotehnica 18, nr. 12, dec 1970, p. 462—468

Intrat în redacţie la 27. IV. 1971

Factorul de cuplaj magneto-mecanic la ferite magnetostrictive

Silviu MANDACHE* — București

CZ 621 318 23 : 538. 652

În domeniul frecvențelor joase (20—500 kHz) la producerea ultrasunetelor se utilizează de cele mai multe ori fenomenul de magnetostricție. Ca traductoare magnetostrictive se utilizează materiale metalice (nichelul sau aliajele sale, aliajul Alfer) și feritele. Față de materialele metalice feritele au o serie de avantaje ca : tehnologie mai simplă, preț mai scăzut, posibilitatea de lucru la frecvențe mai ridicate, reactivitate chimică mică în medii lichide (apa dulce, apa de mare) și dezavantajul că nu pot lucra la puteri prea mari. Avantajele enumerate au impus în ultimii ani feritele ca traductoare ultrasonore (atît emisive cît și detectoare).

Domeniile de utilizare se împart în două mari categorii :

a) *pasive*, ca de ex : defectoscopia ultrasonică, determinarea proprietăților elastice și de structură ale materialelor solide sau fluide, sondajul și reperajul submarin, filtrele de frecvență și liniile de întîrziere cu ultrasunete ;

b) *active*, ca de ex. : sudarea, tratamentul și prelucrarea mecanică, curățarea, formarea emulsiilor, uscarea, depunerea particulelor.

Fenomenul de magnetostricție

Un material magnetic asupra căruia se aplică un cîmp H își schimbă dimensiunile geometrice în lungul direcției cîmpului ; se presupune că temperatura este mai mică decît temperatura Curie (sau Néel) a materialului magnetic. Variația relativă a lungimii corpului este dată de relația :

$$\Delta l/l = \lambda \qquad (1)$$

în care λ este constanta de magnetostricție și depinde de cîmpul magnetic aplicat ; pentru valori mici este proporțională cu cîmpul, după care tinde să rămînă constantă, la valoarea λ_s (magnetostricția de saturație). λ poate fi pozitivă (alungire) sau negativă (scurtare) ; în cazuri rare schimbă de semn cu creșterea cîmpului. Feritele au de obicei $\lambda < 0$. În funcție de compoziția chimică, feritele au valori λ_s cuprinse între $0 - 200 \cdot 10^{+6}$. Coeficientul λ scade la creșterea temperaturii, fiind nul peste temperatura Curie.

Fenomenul de magnetostricție a fost descoperit de Joule. El este reversibil ; fenomenul invers (magnetizarea materialului supus unei tensiuni mecanice) a fost descoperit de Villari. Cele două fenomene se utilizează la producerea, respectiv detectarea ultrasunetelor.

Coeficientul de cuplaj magneto-mecanic

Prin aplicarea cîmpului H dat de relația :

$$H = H_p + h \cos 2\pi f t \qquad (2)$$

unde $h \leqslant H_p$, materialul se contractă și se destinde în ritmul frecvenței f, producînd ultrasunete. Ansamblul format din : materialul magnetostrictiv, bobina care produce cîmpul de frecvență f și magnetul permanent (sau bobina) care produce cîmpul de polarizare constitue un traductor magnetostrictiv.

Mărimile ce caracterizează magnetostricția sînt legate între ele prin două relații [1] :

$$\begin{aligned} B &= \mu H + d_0 T \\ S &= d_0 H + s T \end{aligned} \qquad (3)$$

unde B și H sînt inducția respectiv cîmpul magnetic, μ este permeabilitatea magnetică a materialului în punctul de funcționare, d_0 este constanta magnetostrictivă, T este tensiunea mecanică, S este deformarea unității de lungime, iar s este constanta elastică a mediului, dată de relația :

$$s = 1/E \qquad (4)$$

unde E este modulul elastic al materialului.

Eficiența unui traductor magnetostrictiv este dată de factorul de cuplaj magneto-mecanic k, definit prin relația :

$$k^2 = \Delta W_{mec.}/\Delta W_{magn.} \qquad (5)$$

în care $\Delta W_{magn.}$ este energia magnetică furnizată unui element Δv de traductor, iar $\Delta W_{mec.}$ este energia mecanică produsă de același element Δv de traductor.

Pentru unele ferite, k atinge valori de 30 — 40% ; k depinde de temperatură și de cîmpul de polarizare H_p ; la $H_p = 0$ și $k = 0$; k atinge valoarea maximă la $H_p = (0{,}5 - 0{,}7)\, H_s$ unde H_s este cîmpul de saturație magnetică, după care începe să scadă.

* *S. Mandache* este cercetător la Institutul de fizică — București.

Amplitudinea maximă a oscilațiilor mecanice ale traductorului se obține la rezonanța de magnetostricție, cînd frecvența cîmpului magnetic aplicat coincide cu frecvența proprie de oscilație mecanică a traductorului. Pentru o bară de lungime l, frecvența oscilațiilor longitudinale este [1]:

$$f_r = \frac{1}{2l}\sqrt{\frac{E}{\rho}} \tag{6}$$

unde E este modulul elastic la frecvența respectivă și ρ este densitatea materialului.

Pentru traductoare de formă inelară cu raza medie r, frecvența proprie este:

$$f_r = \frac{1}{2\pi r}\sqrt{\frac{E}{\rho}}. \tag{7}$$

În acest caz oscilațiile au loc în lungul razei, deși cîmpul H este aplicat tangențial.

Schema electrică echivalentă a traductorului

Impedanța electrică a traductorului se compune din inductanța bobinei și dintr-o rezistență în serie. Rezistența este dată de rezistența ohmică a bobinei, de pierderile magnetice, pierderile prin radiație etc.

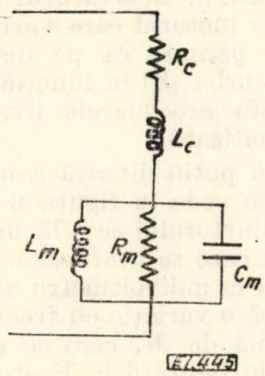


Fig. 1.

În apropiere de rezonanța de magnetostricție schema se complică. Oscilatorul mecanic este reprezentat destul de bine de un circuit electric ce oscilează la frecvența f_r. Una dintre schemele echivalente cele mai uzitate în acest caz este aceea din figura 1 [2], [3] în care R_c, L_c sînt rezistența respectiv inductanța traductorului departe de rezonanță iar R_m, L_m și C_m sînt rezistența, inductanța și capacitatea de mișcare. Z fiind impedanța totală a circuitului, modulului ei are următoarea dependență de frecvență ($f = \omega/2\pi$):

Impedanța atinge maximul la frecvența f_r dată de relația:

$$f_r = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L_m C_m}} \tag{9}$$

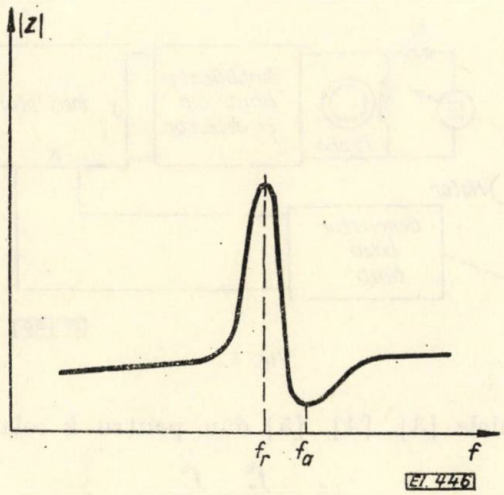


Fig. 2.

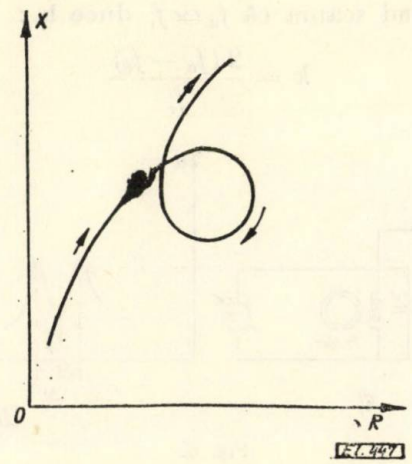


Fig. 3.

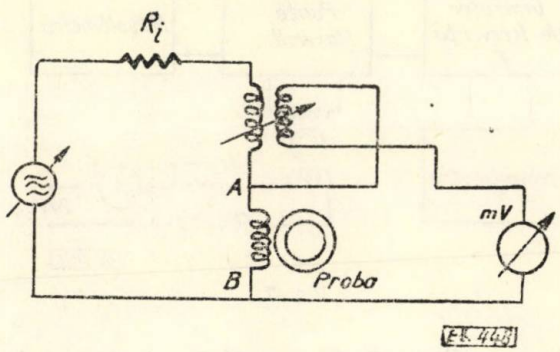


Fig. 4.

$$|Z| = \sqrt{\left\{R_c + \frac{1/R_m}{(1/R_m)^2 + (\omega C_m - 1/\omega L_m)^2}\right\}^2 + \omega^2 L_c \frac{(1/R_m)^2 + (\omega C_m - 1/\omega L_m)\,[\omega C_m - (L_c + L_m)/\omega L_m C_m]}{(1/R_m)^2 + (\omega C_m - 1/\omega L_m)^2}}. \tag{8}$$

şi minimul la frecvenţa f_a (numită frecvenţă de antirezonanţă) conform relaţiei :

$$f_a = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{L_c + L_m}{L_c \cdot L_m C_m}}. \qquad (10)$$

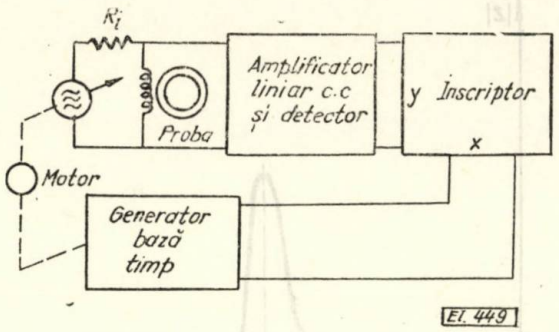


Fig. 5.

Calculele [3], [4], [5] dau pentru k relaţia :

$$k^2 = \frac{f_a^2 - f_r^2}{f_r^2} \qquad (11)$$

care ţinînd seama că $f_a \simeq f_r$ duce la :

$$k = \frac{2(f_a - f_r)}{f_r} \qquad (12)$$

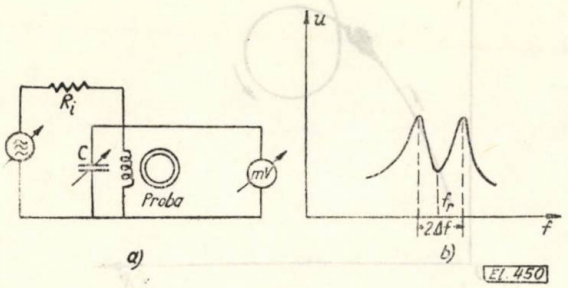


Fig. 6.

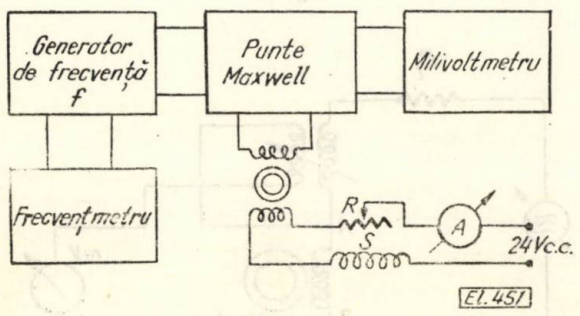


Fig. 7.

care se utilizează în practică. Pentru valori k mici, relaţia (12) nu mai este corectă. Mersul curbei impedanţă-frecvenţă se vede în figura 2.

În reprezentarea în planul complex a impedanţei Z ($Z = R + jX$) se obţine locul lui Z avînd frecvenţa f drept parametru, ca în figura 3. Curba este parcursă în sensul săgeţii cînd frecvenţa creşte. Se observă că în jurul frecvenţei de rezonanţă de magnetostricţie, curba face o buclă, care este cerc cînd traductorul lucrează la putere mică într-un mediu slab vîscos (aerul de pildă) şi elipsă turtită în celelalte cazuri.

Metode pentru a măsura factorul de cuplaj k.

Din cele expuse mai înainte se poate deduce modul de a măsura factorul k de cuplaj magneto-mecanic şi anume ridicarea curbei $|Z|$ în funcţie de frecvenţă sau a curbei X în funcţie de R, avînd frecvenţa drept parametru. În cele ce urmează vom trece în revistă cîteva dintre variantele utilizate de diferiţi autori.

a) Metoda lui Van der Burgt [4], [5]. Schema de principiu se vede în figura 4. Se foloseşte o rezistenţă $R_i \gg |Z|$ astfel ca tensiunea între punctele A şi B să fie direct proporţională cu $|Z|$. Cuplajul inductiv variabil se alege astfel ca să compenseze tensiunea datorită bobinei, departe de rezonanţă. Aceasta permite ca milivoltmetrul să indice tensiuni proporţionale cu impedanţa de mişcare.

b) O metodă asemănătoare au utilizat Brockman şi colaboratorii [6]. Schema de principiu se vede în figura 5. Generatorul bazei de timp este condus de motorul care variază lent frecvenţa, ceeace permite ca pe inscriptor să se obţină direct curba $|Z|$ în funcţie de frecvenţă. Metoda aceasta are marele avantaj că este practic automatizată.

c) O metodă puţin diferită a utilizat Round [7]. Schema se vede în figura 6 a; în paralel pe bobina traductorului se află un condensator variabil C_0 cu care se acordează bobina, astfel încît tensiunea la milivoltmetru să fie maximă. Calculele indică o variaţie cu frecvenţa a impedanţei în formă de M, ceea ce se observă şi experimental în figura 6 b. Factorul de cuplaj magneto-mecanic se obţine din relaţia :

$$k = \frac{2\Delta f}{f_r}. \qquad (13)$$

d) Pigott şi Kendig au imaginat o schemă simplă [8] care permite localizarea frecvenţelor f_r şi f_a. Dezavantajul acestei scheme constă în necesitatea de a avea două probe identice, dintre care una trebuie blocată (împiedicată să oscileze).

e) Alţi autori [9], [10], [11] au măsurat componentele reală şi imaginară R şi X ale traductorului folosind o punte. Această metodă este mai laborioasă însă mai precisă în special în cazul unor valori k mici [12].

În figurile 4, 5, şi 6 lipseşte circuitul electric care produce cîmpul de polarizare H_p; el poate fi văzut în figura 7.

Rezultate experimentale

Schema utilizată se vede în figura 7. S-au măsurat rezistenţa şi inductanţa traductorului cu ajutorul unei punţi Maxwell [13]. În montaj s-au folosit următoarele componente: 1 — generator de semnal Orion tip 1163, domeniul de frecvenţă: 85 kHz±35 MHz în şase benzi, tensiuni de ieşire: o ieşire 0—1 V variabil şi o ieşire 0,1 V; 2 — frecvenţmetrul numeric RFT tip 3506, domeniul de frecvenţă 10—10^6 Hz, eroare de măsură ±2 Hz; 3 — voltmetrul electronic Orion tip 1316; domeniul de tensiune 0,3 mV — 100 V în 12 trepte; domeniul de frecvenţă 10 Hz — 300 kHz; 4 — punte Maxwell de construcţie proprie. Echilibrul punţii a fost de cel puţin 70 db. În punte s-a încorporat şi o cutie de capacităţi etalonate Ulrich tip 802/211.

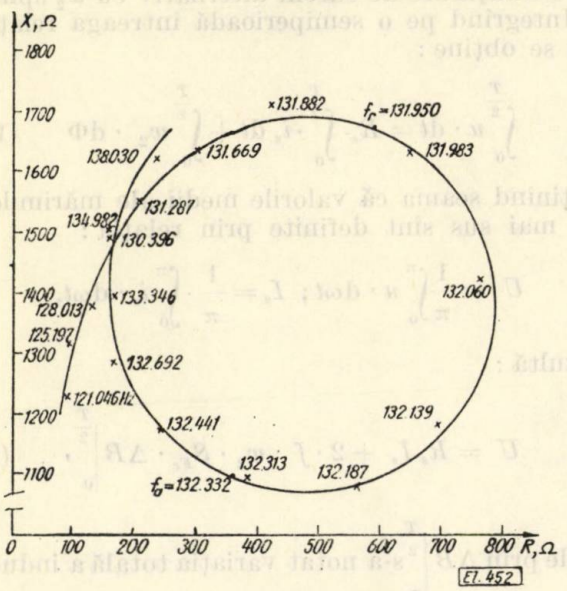


Fig. 8.

În circuitul de polarizare s-a folosit drept sursă de curent continuu o baterie de acumulatori de 24 V; bobina S are rolul de şoc.

S-a lucrat cu probe de ferită de formă toroidală cu dimensiunile $d_{ext} = 18{,}6$ mm; $d_{int} = 9{,}4$ mm; $h = 9{,}2$ mm. Cele două bobine (de excitaţie şi de polarizare) din sîrmă de cupru emailată, s-au înfăşurat pe o carcasă de stiplex, cu pereţi subţiri de 0,5—0,8 mm şi cu dimensiuni astfel alese încît torul de ferită să poată oscila liber în interior. Pentru tori cu dimensiunile de mai sus corespunde o frecvenţă de rezonanţă de circa 130 kHz.

În figura 8 se vede graficul X în funcţie de R pentru un tor de ferită PTX; aceasta a fost elaborată de colectivul de materiale magnetice din Institutul de electronică şi tehnică de calcul (IETC) Bucureşti [14]. Din grafic rezultă $k = 7{,}5\%$. Cîmpul de polarizare H_p a fost de 4,28 Oe.

Bibliografie

[1] *Bădărău, E., Grumăzescu, M.* Ultra acusticafizică şi tehnică Bucureşti, Ed. Tehnică, 1967.

[2] *Cedighian, S.* Ferite, Bucureşti, Ed. Tehnică, 1966.

[3] *Thiele, A. P.* Narrow-band magnetostrictive filter. In: Electronic and Radio Engng. **35**, 1958, p. 402.

[4] *Van der Burgt, C. M.* Dynamical physical parameters of the magnetostrictive excitation of extensional and torsional vibrations in ferrites. In: Philips Res. Repts. **8**, (1953), p. 91.

[5] *Van der Burgt, C. M.* Controlled crystal anisotropy and controlled temperature dependance of the permeability and elasticity of various cobalt substituted ferrites. In: Philips Res. Repts. **12**, 1957, p. 97.

[6] *Brockman, F. G., Beck, P. W.* şi *Steneck, W. G.* Magnetostrictive ferrites with small change in coupling coefficient from 0 to 20°C. In: Journ. of Amer. Ceram. Soc. **46**, 1963, p. 167.

[7] *Round, H. J.* Magnetostriction transducer measurements Wireless In: Eng. **29**, 1953, p. 101.

[8] *Pigott, M.T.* şi *Kendig, P.M.* Rapid method of evaluating magnetostrictive materials for electromechanical transducers. In: Journ. Acoust. Soc. Amer. **26**, 1954, p. 974.

[9] Ide *M.J.* „Measurements on magnetostriction vibrations. In: Proc. IRE **19**, 1931, p. 1216.

[10] *Shibayama, K.* şi *Karasawa, S.* Low temperature characteristics of a Ni—Cu—Co ferrite magnetostrictive vibrator. In: Jap. Juorn. Appl. Phys. **8**, 1969, p. 1237.

[11] *Kikuchi,* Y. Performance of magnetostrictive transducers made of aluminum-iron alloy or nickel-copper ferrite. În: Journ. of Acoust. Soc. of America **29**, 1957, p. 569.

[12] *Ferebee, S. F.* şi *Davis jr., C. M.* Effect of divalent ion substitutions on the magneto-mechanical properties of nickel ferrites. In: Journ. Acoust. Soc. of Amer. **30**, 1958, p. 747.

[13] *Nicolau, E.* şi *Beliş, M.* Măsuri electronice generale. Bucureşti, Ed. Tehnică, 1964.

[14] *Tanach, V.* Ferite pentru electronică şi automatizări. In: Automatica şi Electronica, **13**, 1969, p. 269

Intrat în redacţie la 8 VI. 1971

Funcţionarea amplificatorului magnetic cu autosaturaţie în regim de supramodulare

Axente STOICA* — Bucureşti

CZ 621.318.435.34

Tensiunea alternativă de alimentare a amplificatorului cu autosaturaţie se limitează de regulă la valoarea care asigură saturarea miezurilor magnetice la valoarea cea mai redusă a curentului său minim de ieşire. Depăşirea acestei valori (sau cu alte cuvinte supramodularea amplificatorului cu autosaturaţie) se evită în general întrucît această supramodulare este însoţită de o creştere nedorită a curentului minim de ieşire al amplificatorului. În cadrul acestui articol după ce în prima parte se analizează şi se stabileşte modul în care se modifică prin supramodulare caracteristica de comandă a unui amplificator cu autosaturaţie, în cea de a doua parte se pun în evidenţă unele posibilităţi de utilizare a acestui regim de funcţionare care a fost evitat pînă în prezent.

1. Caracteristica de comandă a amplificatorului autosaturat cu modulare normală a miezurilor magnetice

Funcţionarea amplificatorului cu autosaturaţie în regim de supramodulare se poate defini cu mai multă eficienţă dacă analiza se face prin raportare la funcţionarea şi caracteristicile amplificatorului autosaturat cu modulare normală. Aceste caracteristici se obţin însă mult mai simplu dacă se operează cu ecuaţiile valorilor medii ale mărimilor ce intervin în schemă şi nu cu ecuaţiile valorilor lor instantanee, cu toate că acest ultim procedeu cunoaşte o folosinţă generală în literatura de specialitate [1], [2], [3], la stabilirea caracteristicilor amplificatorului cu autosaturaţie obişnuit.

Se admite de asemenea că miezurile magnetice ale amplificatorului sînt realizate dintr-un material a cărui curbă de histerezis poate fi considerată ca fiind practic dreptunghiulară, fără ca prin aceasta, rezultatele analizei efectuate în cele ce urmează să fie afectate într-o măsură prea importantă.

Ţinînd seama de cele arătate se ia ca bază în cele ce urmează schema cea mai simplă a unui amplificator autosaturat prezentată în figura 1 şi folosind acelaşi procedeu de analiză, al ecuaţiilor pentru valorile medii, atît pentru regimul de supramodulare cît şi la modularea normală, se stabilesc caracteristicile amplificatorului şi modul în care acestea sînt afectate de supramodulare.

În semiperioada în care sînt străbătute de curent, atît pentru ochiul I de reţea, cît şi pentru ochiul II este valabilă următoarea relaţie între valorile instantanee:

$$u = R_s \cdot i_s + u_T \qquad (1)$$

unde $u_T = w_2 \dfrac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t}$ este căderea de tensiune pe o înfăşurare de curent alternativ cu w_2 spire.

Integrînd pe o semiperioadă întreaga relaţie (1) se obţine:

$$\int_0^{\frac{T}{2}} u \cdot \mathrm{d}t = R_s \cdot \int_0^{\frac{T}{2}} i_s \, \mathrm{d}t + \int_0^{\frac{T}{2}} w_2 \cdot \mathrm{d}\Phi \qquad (1')$$

şi ţinînd seama că valorile medii ale mărimilor de mai sus sînt definite prin relaţia:

$$U = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} u \cdot \mathrm{d}\omega t; \quad I_s = \frac{1}{\pi}\cdot\int_0^{\pi} i_s \cdot \mathrm{d}\omega t,$$

rezultă:

$$U = R_s I_s + 2 \cdot f \cdot w_2 \cdot S_{Fe} \cdot \Delta B \Big|_0^{\frac{T}{2}}, \qquad (2)$$

unde prin $\Delta B \Big|_0^{\frac{T}{2}}$ s-a notat variaţia totală a inducţiei în semiperioada în care curentul I_s parcurge înfăşurarea w_2, iar S_{Fe} reprezintă secţiunea unui miez de fier al amplificatorului.

Dacă se pune condiţia ca în intervalul de timp al unei semiperioade, inducţia magnetică să varieze între $+B_r$ şi $-B_r$, deci să se obţină variaţia maximă a inducţiei $\Delta B = \Delta B_M = B_r - (-B_r) = 2B_r$, valoarea medie a tensiunii de alimentare va trebui să fie:

$$U = R_s I_0 + 4 \cdot f \cdot S_{Fe} \cdot w_2 \cdot B_r. \qquad (3)$$

Această valoare a tensiunii de alimentare care asigură variaţia $\Delta B = 2B_r$ a inducţiei la o valoare minimă I_0 a curentului de sarcină corespunde prin definiţie unui factor de modulare $K_M = 1$ a miezurilor amplificatorului.

Introducerea redresorilor 1 şi 2 în serie cu înfăşurările w_2 va deplasa limita inferioară a ciclului de histerezis în punctul 0 (fig. 2 a), deoarece curentul din înfăşurarea w_2 nu mai poate lua valori negative: Variaţia totală a inducţiei în semiperioada în care tensiunea de alimentare este aplicată înfăşurării w_2 va fi: $\Delta B = B_r - B_r = 0$, iar curentul de sarcină obţi-

* Ing. *A. Stoica* este cercetător ştiinţific principal la Institutul de mecanica fluidelor şi construcţii aerospaţiale.

ne valoarea sa medie cea mai ridicată pentru tensiunea de alimentare dată :

$$I_{sM} = \frac{U}{R_s}. \qquad (4)$$

Urmează să se determine efectul curentului de comandă i_c care a fost presupus nul pînă

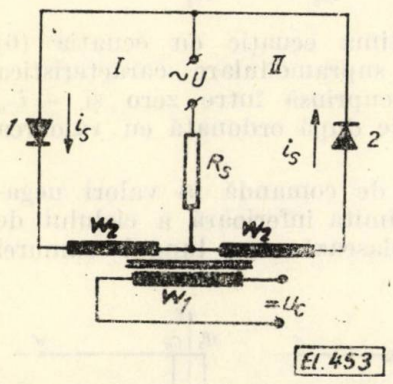


Fig. 1. Schema de principiu a amplificatorului magnetic cu autosaturație.

acum ; în semiperioada în care redresorii deconectează tensiunea de alimentare de la înfășurările w_2, o valoare negativă oarecare i_{ck} a curentului de comandă, va fixa inducția magnetică în miez la valoarea B_{0k} ; În acest fel, în semiperioada următoare, tensiunea de alimentare va trebui să asigure variația $\Delta B_k = B_r - -B_{0k}$ a inducției, de-a lungul ciclului parțial de histerezis a_k, b_k, c_k, d_k, o (fig. 2 a).

Curentul de sarcină mediu va avea valoarea :

$$I_s = \frac{U - U_{Tk}}{R_s} = I_{sM} - k \cdot \frac{\Delta B_k}{R_s}.$$

Dependența lui B_0 și respectiv ΔB de curentul de comandă i_c poate fi obținută mai simplu numai în ipoteza că rezistența R_c a circuitului de comandă este suficient de ridicată încît să se poată neglija curenții induși în acest circuit la variația ΔB a inducției în semiperioada de lucru. În această ipoteză simplificatoare, dependența $B_0 = f(i_c)$ este reprezentată chiar de curba de magnetizare a materialului, curbă care constituie în același timp locul geometric pe care sînt situate limitele inferioare ale ciclurilor de histerezis parțiale a_k, b_k, c_k, d_k, o din figura 2 a [4]. În această figură, pentru materialul cu ciclu de histerezis dreptunghiular, caracteristica de magnetizare, loc geometric, s-a aproximat prin segmentul de dreaptă 0 — a_H. Independent însă de forma curbei de magnetizare, la variația curentului de comandă de la 0 la $-i_{CH}$, inducția B_0 va scădea de la $+B_r$ la $-B_r$ astfel că, variația totală ΔB a inducției într-un ciclu parțial de histerezis va crește de la $\Delta B = B_r - B_r = 0$ la $\Delta B_M = B_r - (-B_r) = 2B_r$ și în consecință curentul de sarcină va scădea de la valoarea sa maximă I_{sM} obținută pentru $i_c = 0$, la valoarea :

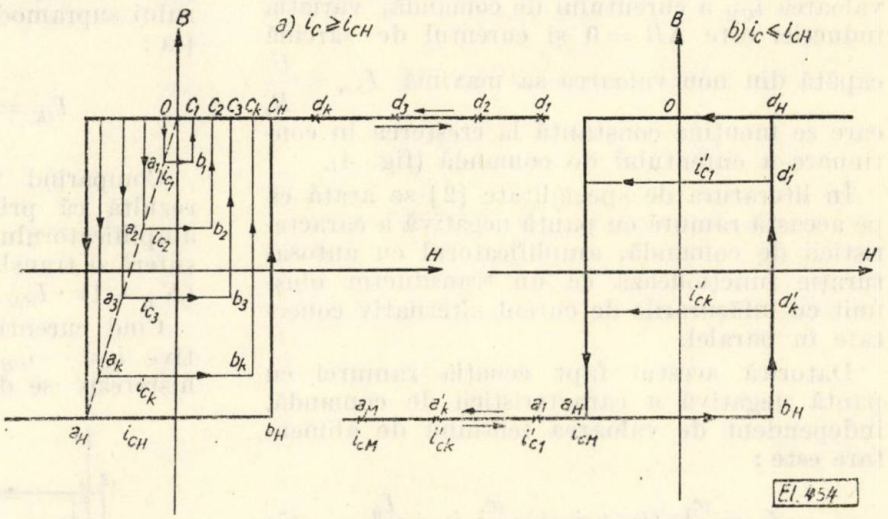


Fig. 2. Ciclurile parțiale de histerezis la amplificatorul cu autosaturație cu factor de modulare $K_M = 1$.

$$I_s = I_{sM} - \frac{k \cdot \Delta B_M}{R_s} = I_0. \qquad (5)$$

Caracteristica de comandă a amplificatorului cu autosaturație pentru intervalul de comandă $0 \geqslant i_c \geqslant -i_{CH}$ este dată deci de relația :

$$I_s(i_c) = \frac{U}{R_s} - \frac{k \cdot \Delta B(i_c)}{R_s}. \qquad (6)$$

Evident, forma caracteristicii de comandă pentru $i_c \geqslant -i_{CH}$ depinde direct de forma caracteristicii de magnetizare a materialului magnetic utilizat.

Cînd curentul de comandă ia valori negative $-i_{ck} < -i_{CH}$, punctul A_k (limita inferioară a ciclului de histerezis) se deplasează în :

$$-H_k = -\frac{w_1 \cdot i_c k}{l_{Fe}}$$

pe dreapta : $-B_r$ = constant (fig. 2 b).

Modularea normală a miezurilor ($K_M = 1$) conform relației (3) permite obținerea ciclului complet de histerezis ($\Delta B = 2B_r$) cu lățimea minimă ($2H_c$) corespunzătoare curentului de sarcină minim I_0. Extinderea ciclului complet de histerezis în afara limitelor $\pm i_{CH}$ nu este posibilă la o modulare normală a miezurilor, astfel că la creșterea curentului de comandă în valori negative peste valoarea i_{CH}, se obțin din nou cicluri de histerezis incomplete. Întrucît $B_0 = -B_r$ = constant, pe măsura creșterii

curentului i_c limita superioară a ciclului de histerezis coboară de la valoarea $+B_r$, de-a lungul ramurei $c_H - b_H$, astfel că curentul de sarcină I_s crește concomitent cu micșorarea variației ΔB a inducției în conformitate cu relația de bază (2).

În momentul în care limita superioară a ciclului ajunge în punctul $b_H\,(-B_r)$ pentru valoarea i_{CM} a curentului de comandă, variația inducției este $\Delta B = 0$ și curentul de sarcină capătă din nou valoarea sa maximă $I_{sM} = \dfrac{U}{R_s}$ care se menține constantă la creșterea în continuare a curentului de comandă (fig. 4).

În literatura de specialitate [2] se arată că pe această ramură cu pantă negativă a caracteristicii de comandă, amplificatorul cu autosaturație funcționează ca un transductor obișnuit cu înfășurările de curent alternativ conectate în paralel.

Datorită acestui fapt ecuația ramurei cu pantă negativă a caracteristicii de comandă, independent de valoarea tensiunii de alimentare este:

$$I_s = \frac{w_1}{w_2}\cdot(i_c + i_{CH}) = \frac{w_1}{w_2}\,i_c + \frac{I_0}{2} \qquad (7)$$

unde s-a ținut seama că tot în literatura de specialitate susmenționată [2] se demonstrează că în cazul modulării normale a miezurilor magnetice, valoarea minimă I_0 a curentului de sarcină este:

$$I_0 = \frac{2\,H_c \cdot l_{Fe}}{w_2} = 2 \cdot i_{CH} \cdot \frac{w_1}{w_2} \qquad (8)$$

în care H_c reprezintă intensitatea cîmpului manetic coercitiv, iar l_{Fe} lungimea circuitului magnetic, echivalent al miezurilor amplificatorului.

2. Caracteristica de comandă a amplificatorului cu autosaturație supramodulat

Să presupunem că alimentarea amplificatorului cu autosaturație se face acum cu o tensiune alternativă a cărei valoare este $U_M = K_M \cdot U$, unde K_M este coeficientul de supramodulare supraunitar, iar U este tensiunea minimă necesară unei variații $\Delta B = 2\,B_r$ a inducției, în cadrul unui ciclu de histerezis complet.

Și în acest caz, la $i_c = 0$, redresorii 1 și 2 vor limita extremitatea inferioară a ciclului de histerezis la $+B_r$, astfel că $\Delta B = 0$ (fig. 3 a), iar pentru $i_c = -i_{CH}$, variația inducției va atinge valoarea maximă $\Delta B = 2\,B_r$ (fig. 3 b); căderea medie de tensiune pe înfășurarea w_2 are la $i_c = -i_{CH}$, valoarea U_{TM}, iar curentul de sarcină va obține valoarea sa minimă:

$$I_{KO} = \frac{U - U_{TM}}{R_s} = I_{sKM} - \frac{k\,\Delta B_M}{R_s} =$$

$$= I_{sKM} - (I_{sM} - I_0) = (K_M - 1)\cdot I_{sM} + I_0. \qquad (9)$$

Atunci cînd curentul de comandă este cuprins între zero și $-i_{CH}$, caracteristica amplificatorului supramodulat este definită deci de ecuația:

$$I_{sK} = K_M \cdot \frac{U}{R_s} - \frac{k\cdot\Delta B\,(i_c)}{R_s}. \qquad (10)$$

Comparînd ultima ecuație cu ecuația (6) rezultă că prin supramodulare caracteristica amplificatorului cuprinsă între zero și $-i_{CH}$ suferă o translație după ordonată cu valoarea $(K_M - 1)\cdot I_{sM}$.

Cînd curentul de comandă ia valori negative $i_c < -i_{CH}$, limita inferioară a ciclului de histerezis se deplasează de-a lungul ramurei

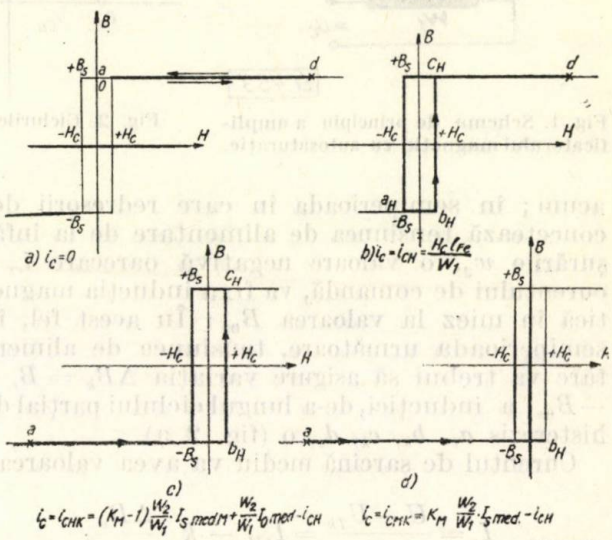


Fig. 3. Ciclurile parțiale de histerezis la amplificatorul cu autosaturație supramodulat.

$B_0 = -B_r = \text{constant}$; Datorită faptului că amplificatorul este supramodulat, la $i_c \leqslant i_{CH}$ limita superioară a ciclului de histerezis nu coboară de la valoarea $+B_r$ (ca în cazul în care $K_M = 1$), ci se menține pe ramura $+B_r$ a ciclului de histerezis pînă cînd curentul de comandă atinge o valoare i_{CHK} care este cu atît mai mare cu cît este mai intensă supramodularea. Rezultă deci că în acest caz în tot intervalul de comandă cuprins între $-i_{CH}$ și $-i_{CHK}$ curentul de sarcină rămîne constant la valoarea I_{KO}. La valoarea i_{CHK} a curentului de comandă, limita superioară a ciclului de histerezis ajunge în punctul c_H (fig. 3 c) al ciclului minim complet de histerezis. Cînd curentul de comandă depășește valoarea i_{CHK}, limita superioară a ciclului

de histerezis coboară de la $+B_r$ la $-B_r$ de-a lungul ramurei $c_H - b_H$, obținîndu-se în acest fel creșterea curentului de sarcină I_{SK} conform relației de bază (2).

S-a arătat însă în paragraful anterior că ramura cu pantă negativă a caracteristicii de comandă, reprezentînd funcționarea ca transductor a amplificatorului, se situează de-a lungul unei drepte a cărei ecuație este dată de relația (7), independent de valoarea tensiunii de alimentare. Rezultă deci că la depășirea valorii i_{CHK} a curentului de comandă, curentul de sarcină I_{SK} crește, conform unei caracteristici de comandă liniare care se află situată pe aceeași dreaptă pe care este situată ramura negativă a amplificatorului cu modulație normală (fig. 4). Pe această bază se poate găsi și valoarea curentului limită de comandă i_{CHK}, ținînd seama că ea se determină la intersecția dintre dreapta $I_S = I_{KO}$ și dreapta a cărei ecuație este dată de relația (7).

Introducînd deci valoarea $I_S = I_{KO}$ în relația (7) și ținînd seama și de expresia (9) a curentului I_{KO} se obține:

$$i_{CHK} = \frac{w_2}{w_1} \cdot I_{KO} - \frac{w_2}{w_1} \cdot \frac{I_0}{2} = \frac{w_2}{w_1} \cdot (K_M - 1) \cdot I_{S_M} + \frac{w_2}{w_1} \cdot \frac{I_0}{2}. \quad (11)$$

Cînd limita superioară a ciclului de histerezis ajunge la valoarea $-B_r$ (fig. 3 d), creșterea curentului de sarcină se va opri la valoarea sa maximă, I_{SKM}. Conform ecuației (7) curentul de sarcină ajunge la valoarea I_{SKM} atunci cînd curentul negativ, de comandă atinge în modul valoarea:

$$i_{CMK} = \frac{w_2}{w_1} \cdot I_{SMK} - \frac{w_2}{w_1} \cdot \frac{I_0}{2} = \frac{w_2}{w_1} \cdot K_M \cdot I_{S_M} - \frac{w_2}{w_1} \cdot \frac{I_0}{2}. \quad (12)$$

Pe baza acestor rezultate, în figura 4 s-a trasat pe aceleași coordonate pentru comparație, caracteristica de comandă a amplificatorului modulat normal ($K_M \cong 1$), precum și caracteristica aceluiași amplificator pentru cazul în care este supramodulat.

Se constată deci că prin supramodularea amplificatorului cu autosaturație, caracteristica sa de comandă suferă următoarele modificări esențiale:

— în zona de lucru a caracteristicii cuprinsă în intervalul de comandă $0 \geqslant i_c \geqslant -i_{CH}$, curentul de sarcină se majorează cu valoarea constantă $(K_M - 1)\frac{U}{R_s}$, K_M reprezentînd factorul de supramodulare;

— curentul de sarcină minim I_0 (care la amplificatorul modulat normal se obține la valoarea i_{CH} a curentului de comandă), se majorează prin supramodulare cu valoarea $(K_M - 1)\frac{U}{R_s}$ și se menține constant la această valoare minimă I_{KO} pentru o întreagă zonă cuprinsă între valorile i_{CH} și i_{CHK} ale curentului de comandă. Lățimea acestei zone în care curentul de sarcină se menține la o valoare minimă constantă este dependentă și ea de factorul de supramodulare conform relației:

$$\Delta i_c = i_{CHK} - i_{CH} = \frac{w_2}{w_1} \cdot (K_M - 1) \cdot \frac{U}{R_s}. \quad (13)$$

Aspectul real al caracteristicilor de comandă modificate prin supramodulare este destul de apropiat de cel rezultat în figura 4 pe baza considerațiilor simplificate expuse mai sus. Se poate constata acest fapt și din figura 5 în care se prezintă caracteristicile experimentale ale unui amplificator cu autosaturație realizat după schema din figura 1 și alimentat la trei valori diferite de tensiune alternativă: $U = 25$; 50 și 70 V. Cele două miezuri magnetice au fost realizate dintr-un permalloy de tip 79 NMA, înfășurările de comandă și de curent alternativ au 100 și respectiv 500 spire, iar rezistența de sarcină $R_s = 100\Omega$. Din diagrama din figura 5 apare în mod evident faptul că zona de comandă în care curentul se menține la o valoare minimă se mărește cu atît mai mult cu cît tensiunea de alimentare are o valoare mai ridicată.

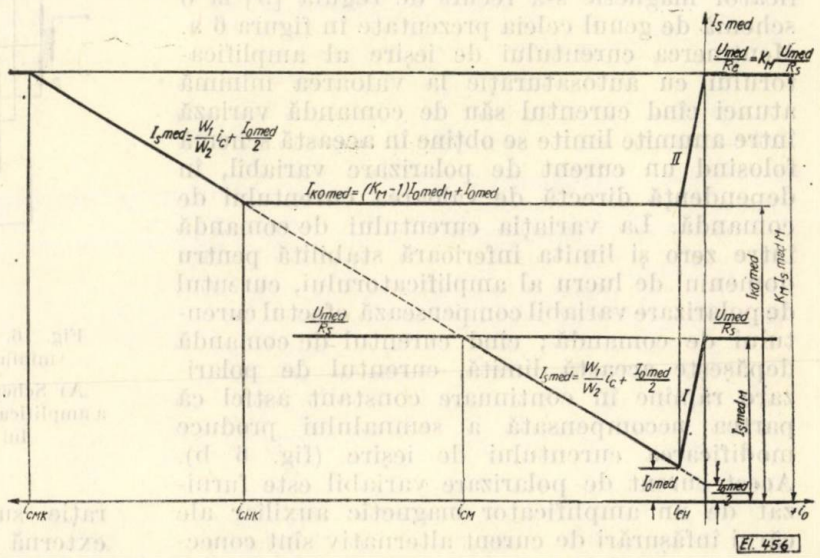


Fig. 4. Caracteristica de comandă a amplificatorului autosaturat cu modulație normală (curba I) și supramodulat (curba II).

3. Utilizarea amplificatorului cu autosaturație supramodulat în scheme de acționare, de măsurare sau de semnalizare, cu caracteristici speciale

În schemele de măsurare, de semnalizare sau de acționare automată sînt necesare adesea elemente a căror caracteristică de comandă să prezinte un domeniu extins în care mărimea de ieșire se menține la o valoare redusă și numai după ce mărimea de comandă depășește limita superioară a acestui domeniu, mărimea de ieșire să prezinte o variație în salt sau o variație continuă dependentă de valoarea mărimii de comandă.

Cînd o asmenea caracteristică de funcționare trebuie să fie obținută pentru un amplificator magnetic s-a recurs de regulă [5] la o schemă de genul celeia prezentate în figura 6 a. Menținerea curentului de ieșire al amplificatorului cu autosaturație la valoarea minimă atunci cînd curentul său de comandă variază între anumite limite se obține în această schemă folosind un curent de polarizare variabil, în dependență directă de valoarea curentului de comandă. La variația curentului de comandă între zero și limita inferioară stabilită pentru domeniul de lucru al amplificatorului, curentul de polarizare variabil compensează efectul curentului de comandă; cînd curentul de comandă depășește această limită, curentul de polarizare rămîne în continuare constant astfel că partea necompensată a semnalului produce modificarea curentului de ieșire (fig. 6 b). Acest curent de polarizare variabil este furnizat de un amplificator magnetic auxiliar ale cărui înfășurări de curent alternativ sînt conectate în paralel cu cele ale amplificatorului magnetic de bază, în timp ce înfășurările de comandă ale celor două amplificatoare sînt conectate în serie.

Necesitatea introducerii unui amplificator magnetic auxiliar cu o construcție la fel de complexă ca cea a amplificatorului de bază constituie dezavantajul principal al acestei scheme. Caracteristica de comandă cu domeniu extins în care curentul de ieșire al amplif ca-

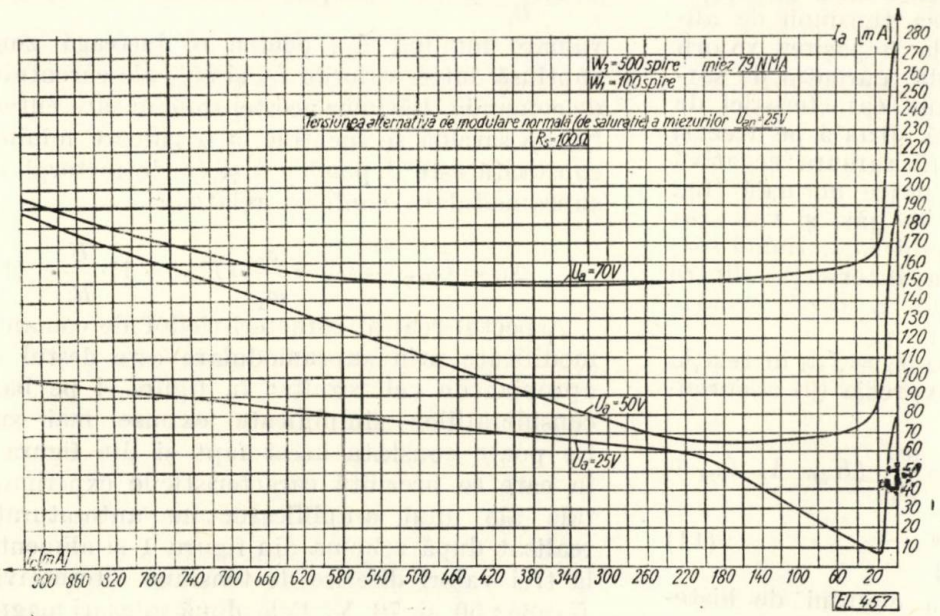


Fig. 5. Caracteristicile experimentale de comandă ale unui amplificator cu autosaturație la diferite valori ale tensiunii de alimentare.

torului cu autosaturație se menține la valoarea sa minimă se poate obține însă mult mai simplu și într-un mod direct prin alimentarea amplificatorului în regim de supramodulare. Prin folosirea unui amplificator cu autosatu-

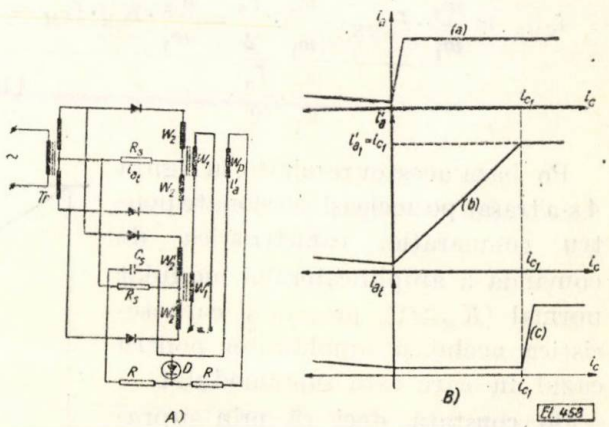


Fig. 6. Montaj pentru extinderea domeniului valorilor minime de ieșire la un amplificator cu autosaturație :

A) Schema montajului; B) Caracteristica de comandă a amplificatorului magnetic de bază (curba *a*), a amplificatorului auxiliar (curba *b*), și a montajului (curba *c*).

rație supramodulat completat cu o reacție externă negativă se poate obține o caracteristică de comandă stabilă care prezintă atît o zonă inferioară în care mărimea de ieșire păs-

trează o valoare minimă constantă, cît și o zonă superioară de saturație care limitează la o anumită valoare maximă, mărimea de ieșire. O asemenea caracteristică de comandă își poate găsi multiple aplicații în tehnica acționărilor automate sau în construcția aparatelor de măsurat. Astfel, spre exemplu la realizarea aparatelor de măsurat cunoscute sub denumirea de aparate cu „lupă de măsurare" sau cu scară „dilatată", caracteristica amplificatorului supramodulat poate fi deosebit de utilă. Diodele Zener folosite cu precădere în prezent la realizarea acestui gen de aparate, avînd o tensiune de „prag" de cel puțin 6 V, nu pot fi utilizate în nici un mod la realizarea spre exemplu a unor ampermetre cu scară dilatată pentru curenți de valori relativ ridicate : căderea de tensiune de minimum 6 V ce trebuie asigurată pe șunturile acestor ampermetre la valoarea de „prag" a curentului, limitează net posibilitatea aplicării acestei soluții. Cu ajutorul amplificatorului supramodulat se poate realiza însă fără dificultăți deosebite un dispozitiv ampermetric de curent continuu, spre exemplu pentru 100 A, cu scara de măsurare cuprinsă între 80 și 120 A și avînd posibilitatea de a prelua fără urmări, suprasarcini de 300—400 A. Circuitul de comandă al amplificatorului este constituit în acest caz de o simplă șină prin care trece curentul de măsurat. Existența zonei de saturație a caracteristicii amplificatorului magnetic face ca pentru preluarea curenților de suprasarcină să nu fie necesară extinderea zonei finale a scării aparatului în dauna lungimii zonei utile de măsurare a scării. Amplificatorul magnetic supramodulat realizează deci în acest caz atît dilatarea scării de măsurare cît și o capacitate ridicată de supraîncărcare a dispozitivului ampermetric.

4. Utilizarea supramodulării pentru evitarea „desprinderii" unor sisteme automate de urmărire

Supramodularea poate sta de asemenea și la baza unei metode de evitare a funcționării defectuoase a unor sisteme automate de urmărire al căror element de intrare este constituit de un amplificator magnetic, sisteme automate care în anumite condiții [6] se pot „desprinde" de semnalul urmărit atunci cînd acesta prezintă variații mari în salt. Printre asemenea sisteme a căror comandă se realizează de regulă prin efectul magnetic al semnalelor de curent și al căror element de intrare nu poate fi constituit decît de un aplificator magnetic, se numără spre exemplu și instalațiile pentru măsurarea curentului continuu intens prin compensarea magnetică automată a amperspirelor [7]. În compunerea unei astfel de instalații în afara amplificatorului magnetic utilizat ca element de intrare mai intră unul sau mai multe etaje de amplificare la ieșirea cărora este conectat circuitul de reacție negativă totală de curent care cuprinde întregul lanț de amplificare (v. fig. 7). În acest mod la un factor general de amplificare al sistemului suficient de ridicat, semnalul urmărit, respectiv curentul continuu intens i_z se obține din relația :

$$i_z = \frac{W_{1I}}{W_{3I}} \cdot i_x$$

în care i_x reprezintă curentul continuu de compensare debitat de amplificatorul final.

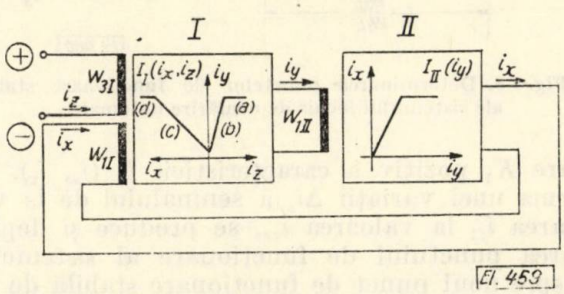


Fig. 7. Schema de principiu a instalațiilor de urmărire în care se realizează compensarea automată a amperspirelor semnalului de curent continuu :

I — amplificator magnetic de intrare ; II — amplificator final.

Pozițiile finale de echilibru spre care tinde în cursul desfășurării proceselor tranzitorii sistemul automat cu două etaje de amplificare în circuit închis se determină în modul cel mai simplu pe cale grafică, trasînd pe o aceeași diagramă caracteristicile statice de comandă în curent I_I (i_x, i_z) și respectiv $I_{II}(i_y)$ ale celor două amplificatoare, trasare în care se ține seama de faptul că curentul de ieșire i_y și respectiv i_x al fiecărui amplificator, constituie un curent de comandă pentru etajul următor. In planul de coordonate (i_x, i_y) semnalul exterior i_z poate fi considerat ca un curent suplimentar de polarizare al preamplificatorului și în acest mod efectul său asupra sistemului se poate echivala cu o deplasare a caracteristicii de comandă I_I (i_z) de-a lungul axei absciselor i_x, deplasare egală cu valoarea la un moment dat a curentului i_z, raportată la numerele de spire ale celor două înfășurări de comandă ale amplificatorului : $i_z \cdot \frac{W_{3I}}{W_{1I}}$ Pentru un domeniu larg de valori ale curentului i_z se obțin trei puncte de intersecție ale caracteristicilor statice de comandă (P_1, P_2 și P_3 din fig. 8), puncte care reprezintă pozițiile finale de echilibru static ale sistemului. Caracterul acestor puncte de intersecție se precizează pe baza analizei ecuațiilor diferențiale de funcționare ale sistemului ; punctul P_1 rezultă de tip

„focar-stabil", punctul P_2 de tip „șea" (instabil), iar punctul P_3 de tip „nod-stabil" [6], [8].

Funcționarea corectă (cu erori minime) a sistemului de urmărire are loc numai în punctul P_1 de pe ramura (b) cu factor de amplifi-

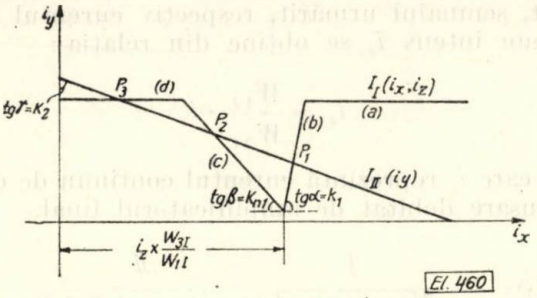


Fig. 8. Determinarea punctelor de funcționare stabilă ale sistemului închis de urmărire automată.

care K_1 pozitiv a caracteristicii I_I (i_x, i_z). În urma unei variații Δi_z a semnalului de la valoarea i_{z1} la valoarea i_{z2}, se produce și deplasarea punctului de funcționare al sistemului înspre noul punct de funcționare stabilă de pe ramura (b) corespunzător valorii i_{z2} a semnalului, deplasare care se efectuează de-a lungul unor curbe denumite „traiectorii de fază", cu o viteză care depinde exclusiv de valorile constantelor de timp T_1 și T_2 ale celor două etaje de amplificare.

Asimptotele m_1 și m_2 (fig. 9) ale punctului instabil de tip „șea" împart însă traiectoriile

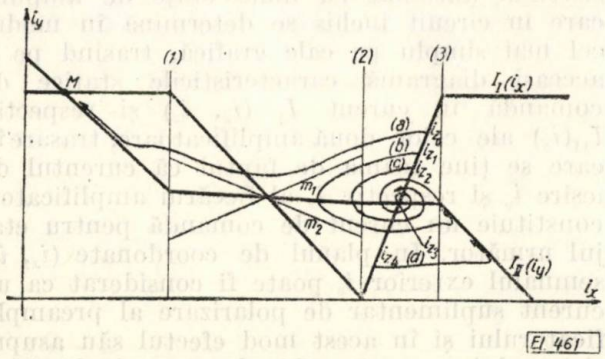


Fig. 9. Desfășurarea procesului tranzitoriu în urma unei variații în salt a semnalului de la diferite valori inițiale *.

de fază care pornesc de pe ramura (b) în două grupe: prima grupă este constituită de traiectoriile de fază care pornind din regiunea superioară a caracteristicii I_I (i_x, i_z) conduc la punctul de funcționare incorectă P_3 de pe ramura (d) printr-o desfășurare în general aperiodică a procesului tranzitoriu, iar în cea de a doua grupă se încadrează traiectoriile de fază care pornesc din regiunea inferioară a caracteristicii I_I (i_x, i_z) și care trecînd pe sub asimptota m_1 a punctului de tip șea conduc printr-o desfășurare de tip oscilatoriu amortizat a procesului tranzitoriu la noua poziție stabilă de echilibru de pe ramura (b). Din această cauză, atunci cînd stabilirea semnalului la valoarea i_{z3} se face printr-un salt de la zero sau de la o valoare i_{z0} care este mai redusă decît o anumită valoare limită i_{z1}, curentul de compensare i_x nu mai poate prelua această valoare majorată a semnalului și sistemul se „desprinde" trecînd în punctul fals de funcționare de pe ramura (d).

„Desprinderea" sistemului automat poate fi evitată prin supramodularea amplificatorului cu autosaturație într-un raport care asigură modificarea caracteristicii sale de comandă în așa fel încît să nu mai fie intersectată de asimptota m_1 a punctului special de tip „șea"

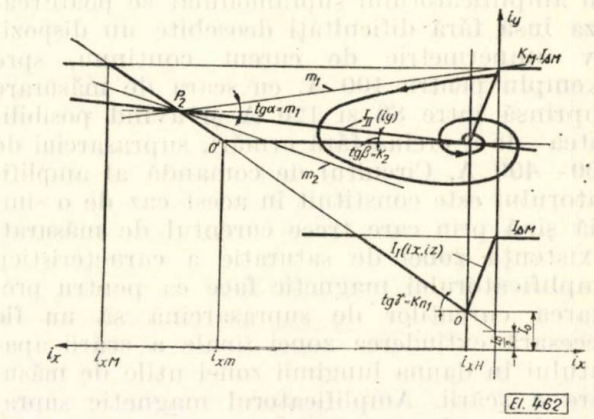


Fig. 10. Determinarea supramodulării necesare pentru a preveni „desprinderea" sistemului automat la variația în salt a semnalului între limitele extreme ale domeniului de măsurare.

al sistemului automat [9]. Metoda de evitare a „desprinderii" sistemului de urmărire automată constă deci și ea în folosirea zonei de răspuns minim care apare prin supramodulare între cele două ramuri ale caracteristicii de comandă a amplificatorului cu autosaturație, de această dată însă pentru a evita intersecția asimptotei m_1 a punctului special de tip șea situat pe ramura (*c*) cu ramura pozitivă (*b*).

Pentru toate cazurile în care semnalul de intrare prezintă variații în salt cuprinse între limitele extreme ale domeniului de măsurare și atunci cînd curba de histerezis a miezurilor magnetice are o formă suficient de dreptunghiulară, valoarea minimă a factorului de supramodulare K_M a amplificatorului cu autosaturație, necesară pentru a asigura funcționarea continuă a sistemului automat se obține pe baza unei construcții grafice de genul celeia

* Caracteristica I_{II} (i_y) a amplificatorului final apare în fig. 9 ca o linie frîntă datorită faptului că între axele verticale (1), (2) și (3) s-au folosit scări diferite de reprezentare (mai extinse între axele 1—2 și 2—3).

prezentate în figura 10 sau se poate calcula direct cu următoarea relație :

$$K_M = \frac{U_M}{U_m} = \frac{m_1 + K_{n1}}{m_1 + \frac{1}{K_2}} \cdot \left(1 + \frac{1}{K_1 K_2} - 2 \cdot \frac{K_{n1}}{K_1}\right) + \frac{K_{n1}}{K_1} \qquad (14)$$

în care s-au folosit notațiile :

U_M — valoarea tensiunii de alimentare supramodulată ;

U_m — valoarea normală a tensiunii de alimentare care asigură saturarea completă a miezurilor ;

K_1 — valoarea factorului de amplificare al ramurei (b) a caracteristicii preamplificatorului ;

K_1 — valoarea factorului de amplificare negativ al ramurei (c) a caracteristicii preamplificatorului ;

K_2 — valoarea factorului de amplificare al amplificatorului final.

În relația (14) apare de asemenea și valoarea m_1 a pantei asimptotei (pentru $t \to -\infty$) a punctului special de tip șea, valoare care se calculează cu ajutorul relației :

$$m_1 = \frac{-(T_1 - T_2) + [(T_1 - T_2)^2 + 4T_1T_2K_1K_2]^{\frac{1}{2}}}{2T_2K_2} \qquad (15)$$

în care s-au mai folosit și notațiile :

T_1 — valoarea constantei de timp a preamplificatorului ;

T_2 — valoarea constantei de timp a etajului final.

În majoritatea cazurilor practice după cum rezultă din aplicarea relației (14) este suficient să se asigure pentru factorul de supramodulare K_M o valoare cuprinsă între 1,5 și 3,0 pentru a preveni „desprinderea" sistemului automat atunci cînd semnalul de intrare prezintă variații în salt a căror valoare maximă este cuprinsă între limitele extreme ale domeniului de măsurare.

Creșterea importantă a valorii curentului minim de care este însoțită în același timp supramodularea amplificatorului cu autosaturație, se compensează relativ simplu în schema sistemului automat prin aplicarea unei polarizări corespunzătoare etajului de amplificare care succede amplificatorul cu autosaturație supramodulat utilizat ca element de intrare.

Metoda prezentată are avantajul că se poate aplica în mod simplu și direct sistemului automat realizat după o schemă de reglare statică fără a necesita introducerea nici unui element constructiv suplimentar.

Bibliografie

[1] *Storm, H. F.* Amplificateurs magnétiques. Paris, Ed Dunod, 1960.

[2] *Rozenblat, M. A.* Magnitnîie elementi avtomatiki i vîcislitelnoi tehniki. Izd. Nauka, 1966.

[3] *Geyger, S. A.* Dispozitive magnetice nelineare. București, Ed. Tehnică, 1968.

[4] *Attura, G. M.* Magnetic Amplifier Engineering. New York, Mc. Graw—Hill, 1959.

[5] *Kleinman, I. M.* Magnitnîi usiliteli s rastiajeniem diapazona upravlenia. In : Priborostroienie, nr. 4, 1966.

[6] *Stoica, A.* Particularități ale funcționării sistemelor de compensare magnetică automată precizate cu ajutorul punctelor speciale din planul fazelor. In : Electrotehnica, nr. 1, 1966.

[7] *Krämer, W.* și *Lang, A.* Entwicklungsstand des Gleichstromwandlers. In : A.T.M., nr. 302 ; 303, 1961.

[8] *Cuningham, W.I.* Introduction to nonlinear analysis. New-York, Mc. Graw—Hill, 1958.

[9] *Stoica, A.* Metodă de evitare a funcționării defectuoase de tip „releu", în cazul variației în salt a semnalului la sisteme automate de urmărire. Certificat de inventator, nr. 52215.

Intrat în redacție la 22.VI.1971

Posibilități de îmbunătățire a funcționării electromotoarelor serviciilor auxiliare pe locomotiva electrică C.F.R. de 5100 kW

CONSTANTIN BANU, THEODOR BALTAC* — București

CZ 621.337.41 : 621.313.2

Mașinile electrice auxiliare ale locomotivelor electrice au rolul de a antrena agregatele auxiliare necesare funcționării normale a locomotivei. La locomotivele electrice moderne mașinile auxiliare au puteri instalate care ajung să reprezinte circa 3...5% din puterea electromotoarelor de tracțiune.

Conform măsurătorilor efectuate în Franța pe linia Paris-Strasbourg electromotoarele serviciilor auxiliare consumă 14% din energia electrică utilizată pentru tracțiunea trenurilor. În traficul de marfă pe regionala Siberia de est consumul de energie electrică al serviciilor auxiliare reprezintă 10% din consumul pentru tracțiune [1].

În această lucrare se analizează funcționarea în exploatare a electromotoarelor asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit a serviciilor auxiliare alimentate de la sistemul monofazat cu condensatoare folosit pe locomotiva C.F.R. tip 060—E A de 5100 kW și pe alte locomotive electrice.

Pe baza studiilor și încercărilor efectuate sînt indicate posibilități de îmbunătățire a funcționării electromotoarelor de antrenare a agregatelor auxiliare pe locomotivele electrice din parcul C.F.R.

Sistemul actual al serviciilor auxiliare pe locomotiva electrică 060-EA

Serviciile auxiliare pe locomotiva electrică 5100 kW prezentate în figura 1 folosesc sistemul mono-trifazic cu realizarea celei de a treia faze static prin condensatoare [2].

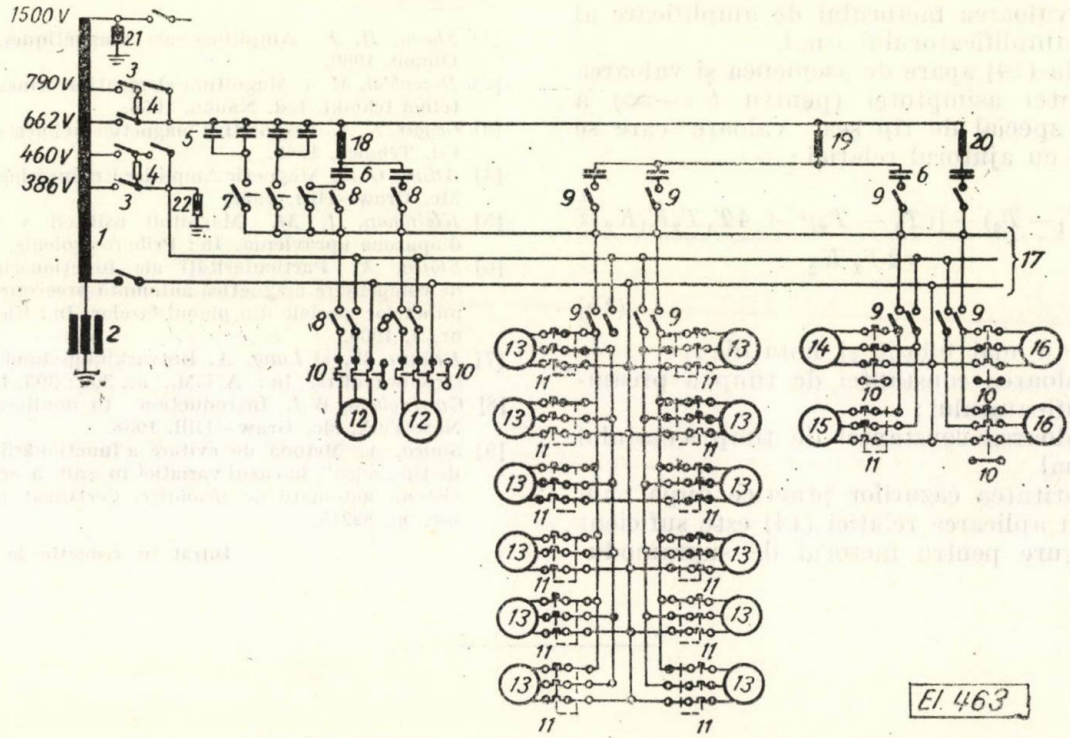


Fig. 1. Schema eletrică principială a serviciilor auxiliare de pe locomotiva electrică 060—EA :
1 — înfășurarea serviciilor auxiliare a transformatorului principal ; *2* — transformator absorbție ; *3* — contactor reglare tensiune sistem trifazat ; — *4* rezistență de trecere ; *5* — condensator pornire ; *6* — condensator defazaj ; *7* — contactor pornire motoare trifazate ; *8—9* — contactor motoare trifazate ; *10* — releu termic ; *11* — întrerupător termic ; *12* — electromotor pentru compresor ; *13* — electromotor pentru ventilator motor tracțiune ; *14* — electromotor pentru ventilator transformator ; *15* — electromotor pentru pompa de ulei ; *16* — electromotor pentru ventilatorul rezistențel de frînare ; *17* — racord pentru sursă exterioară ; *18—20* — reactanțe ; *21—22* — descărcătoare.

Acest sistem a căpătat o largă răspîndire contîndu-se pe avantajele mari ale utilizării electromotoarelor asincrone trifazate, simple, robuste și ieftine fabricate în serie de industrie.

Alimentarea cu energie a electromotoarelor se face de la înfășurarea 1 a transformatorului principal. Înfășurarea pentru serviciile auxiliare

* Ing. *C. Banu* este cercetător științific, dr. ing. *T. Baltac* este cercetător științific principal la Institutul de studii și cercetări transporturi.

a transformatorului este prevăzută cu prize de tensiune care iau valorile de 386 și 662 V cînd tensiunea la linia de contact este de 25 kV.

Două faze ale electromotoarelor se leagă direct la priza de 386 V iar a treia fază se leagă la priza de 662 V prin intermediul condensatoarelor de defazaj. Aceste prize și condensatoare sînt calculate încît pentru o anumită valoare a tensiunii în linia de contact și pentru încărcarea nominală a electromotoarelor acestea să fie alimentate cu o tensiune trifazată simetrică de 380 V.

Serviciile auxiliare sînt antrenate de următoarele electromotoare asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit: 2 electromotoare de 22 kW pentru compresoare, 12 electromotoare de 3,7 kW pentru ventilatoarele de răcire a electromotoarelor de tracțiune și a redresoarelor cu siciliu, 1 electromotor de 11 kW pentru ventilatorul transformatorului, 1 electromotor de 2,1 kW pentru pompa de ulei, 2 electromotoare de 11 kW pentru ventilatoarele de răcire a rezistențelor de frînare.

Tensiunea în linia de contact poate varia conform normelor în vigoare între 17,5 kV și 27,5 kV. Motoarele asincrone au un regim greu de funcționare la o variație mare a tensiunii. Din această cauză, cu dispozitivul de comutare 3 și rezistența de trecere 4 se face o stabilizare, în două trepte, a tensiunii de alimentare a electromotoarelor.

Trecerea de la o treaptă la cealaltă se execută cînd tensiunea în catenară scade sub 21,8 kV, iar comutarea inversă are loc cînd tensiunea crește peste 22,5 kV.

Defazarea tensiunii pentru realizarea celei de a treia faze și pornirea electromotoarelor se obține prin intermediul condensatoarelor 5—6 a căror capacitate de 2000 μF, 345 kVAR este determinată de puterea electromotoarelor serviciilor auxiliare. Pentru a folosi condensatoare de aceeași capacitate, s-a încercat conectarea electromotoarelor pe grupe a căror putere totală să fie egală, dar aceasta s-a reușit parțial întrucît puterea grupei formată din electromotorul pentru ventilatorul transformatorului și electromotorului pompei de ulei însumează 13,1 kW față de 22 kW a celorlalte grupe.

Pentru pornirea electromotoarelor, este necesară o capacitate de 5—6 ori mai mare decît capacitatea normală de funcționare. Deoarece această capacitate suplimentară este folosită numai în timpul pornirii unui motor sau grupe de motoare, după terminarea pornirii ea poate fi folosită pe alte grupe de motoare. Pentru aceasta există blocaj în schema electrică care nu permite începerea unei alte porniri, pînă nu este terminată pornirea începută.

Din acest punct de vedere serviciile auxiliare sînt împărțite în trei grupe: a — compresoarele, b — ventilatoarele electromotoarelor de tracțiune, ventilatorul și pompa de ulei a transformatorului, c—ventilatoarele rezistențelor de frînare, care se pot comanda independent.

Aceste grupe de electromotoare nu au puteri totale egale îngreunînd prin aceasta alegerea optimă a capacității de pornire și înrăutățind astfel condițiile pornirii electromotoarelor.

De menționat regimul de pornire al electromotoarelor compresoarelor de aer cu pistoane diferă esențial de cel al ventilatoarelor datorită maselor neechilibrate în mișcare. Cuplul de pornire al compresorului cu pistoane este de circa 5...6 ori mai mare decît cuplul în regim de lucru, în timp ce cuplul de pornire al ventilatorului este de 1,7...1,8 ori mai mare decît cel în lucru. Acest raport defavorabil între cuplul de pornire și cel nominal îngreunează mult condițiile de funcționare a grupei de compresoare, care poate fi redus prin utilizarea compresoarelor rotative, ce sînt introduse în prezent, tot mai larg în industrie.

Măsurători privind funcționarea în exploatare a sistemului monotrifazat cu defazarea prin condensatoare de pe locomotivele electrice

Utilizarea electromotoarelor asincrone trifazate pe lîngă dezavantajele cunoscute prezintă o serie de particularități care impun luarea unor măsuri speciale.

O atenție deosebită trebuie acordată funcționării electromotorului asincron în regim de tensiune variabilă în limite largi specific funcționării pe locomotivele electrice. Astfel, tensiunea în catenară se modifică între +10 % și −30% față de valoarea nominală, iar dacă se ține cont și de influența căderilor de tensiune din transformator variația crește și mai mult.

Datorită stabilizării în două trepte a tensiunii de alimentare a electromotoarelor asincrone de pe locomotiva 060 EA, aceasta se modifică cu $\pm$ 12,3 %. Dacă se ține cont și de căderea de tensiune pe transformator variația va fi mai mare.

Valoarea curentului și deci încălzirea electromotoarelor asincrone este determinată în mare măsură de tensiunea de alimentare. Cu creșterea tensiunii curentul de magnetizare crește rapid deoarece electromotoarele se saturează, turația crește iar cuplul rezistent al ventilatoarelor și pompelor devine mai mare ceea ce duce și la creșterea curentului motorului. La micșorarea tensiunii curentul electromotorului, de asemenea, crește, întrucît crește alunecarea. Pe de altă parte datorită micșorării, cu pătratul tensiunii, a cuplului maxim al electromotorului se poate produce răsturnarea acestuia din regimul de lucru.

Datorită sistemului de defazare cu condensatoare variația tensiunii produce în plus

și o asimetrie a tensiunilor și curenților de alimentare a electromotoarelor asincrone.

În URSS au fost încercate electromotoarele asincrone trifazate de pe locomotiva VL 60 alimentate cu o tensiune între 260 și 460 V folosind schema de defazare cu condensatoare [3].

Folosind rezultatele măsurătorilor au fost calculate pierderile și s-a construit graficul curenților și încălzirilor fazice ale bobinajului statoric prezentat în figura 2 pentru motorul de ventilator de 40 kW.

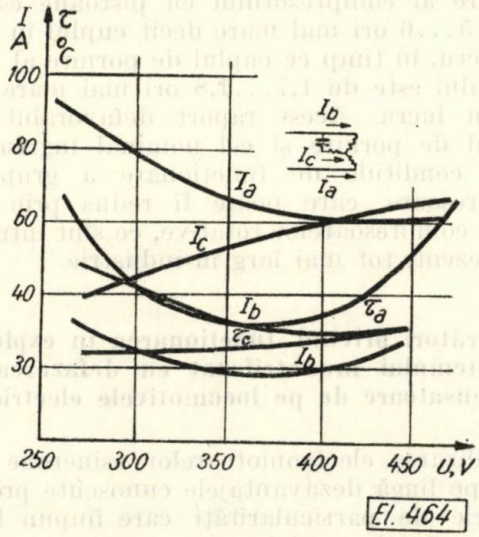


Fig. 2. Dependența curenților și încălzirilor pe faze a bobinajului statoric al electromotorului asincron pentru ventilatorul de 40 kW.

Rezultatele similare s-au obținut și la încercarea electromotoarelor asincrone trifazate de 4 kW cu rotorul în scurtcircuit pentru motorul de ventilator de pe locomotiva electrică 060 EA, de 5100 kW (fig. 3).

În timpul probelor locomotiva a fost alimentată pe circuitul de 25 kW cu o tensiune variabilă, astfel ca tensiunea de alimentare a electromotoarelor serviciilor auxiliare să se modifice cu +18% și −16% față de valoarea nominală de 380 V, 50 Hz.

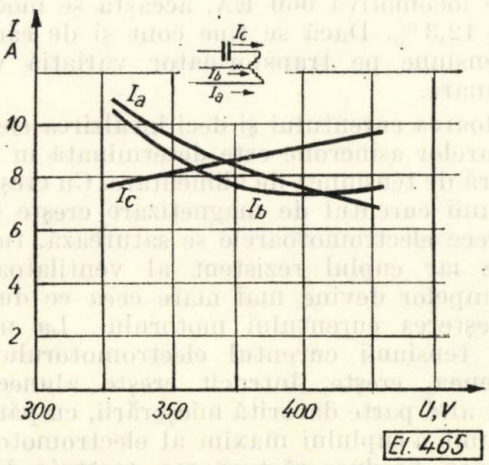


Fig. 3. Dependența curenților pe faze a bobinajului statoric în funcție de tensiunea de alimentare a serviciilor auxiliare pentru electromotorul tip AMV1—2 de 4 kW al ventilatorului redresorului și motorului de tracțiune.

Măsurarea încălzirilor bobinajelor statorice s-a efectuat prin măsurarea în curent continuu a rezistențelor ohmice în stare rece și caldă pentru înfășurările statorice cu ajutorul voltmetrului și ampermetrului. Această măsurare are un caracter orientativ întrucît în electromotor sînt locuri cu încălziri superioare care influențează durata de viață a mașinii electrice.

Pentru măsurările viitoare este indicată folosirea termistoarelor montate pe bobinajul statoric depistînd astfel locurile cele mai calde ale electromotoarelor auxiliare la funcționarea în exploatare pe locomotiva electrică.

Din graficele prezentate în figurile 2 și 3 rezultă efectul dăunător al variației tensiunii asupra funcționării eletromotoarelor asincrone trifazate prin variația cu peste 60% a curenților pe fază. La pornirea electromotoarelor, pe lîngă aceasta, în special la tensiune redusă de alimentare datorită curentului mare din timpul pornirii are loc o supraîncălzire de scurtă durată a bobinajului (fig. 4).

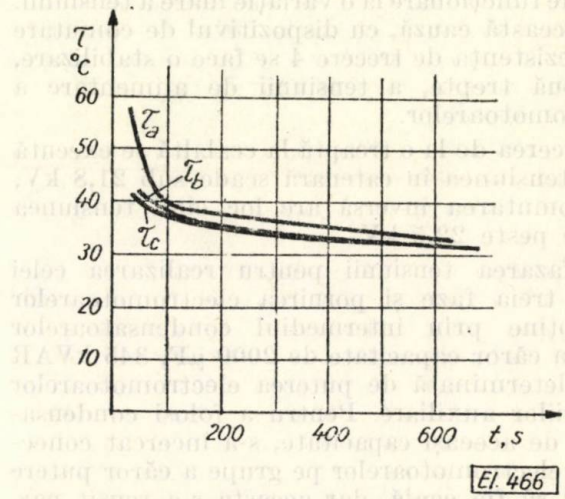


Fig. 4. Dependența încălzirilor pe faze a bobinajelor statorice în funcție de timp pentru electromotorul tip AMV 1—2 de 4 kW al ventilatorului redresorului și motorului de tracțiune, la tensiunea de alimentare de 380 V—16%, 50 Hz.

Existența unor inductivități însemnate în circuitele auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW creează importante supratensiuni la intrarea în funcțiune a aparaturii de comutare, ceea ce îngreunează și mai mult condițiile de funcționare a electromotoarelor serviciilor auxiliare.

De menționat că măsurătorile pe locomotiva electrică de 5100 kW s-au efectuat în general cu locomotiva în regim staționar, alimentată de la o tensiune de 25 kV variabilă. Acest fapt nu a permis reproducerea fidelă a regimului de alimentare a locomotivei în circulație nor-

mală la CFR, care este un regim prin excelență deformat datorită armonicilor generate în special de redresoarele electromotoarelor de tracțiune.

Măsurătorile efectuate în 1970 au arătat prezența unui important regim deformant a tensiunii de alimentare a locomotivei electrice 060—EA [4].

După cum rezultă din figura 5 regimul deformant crește o dată cu sporirea puterii absorbite de locomotiva electrică.

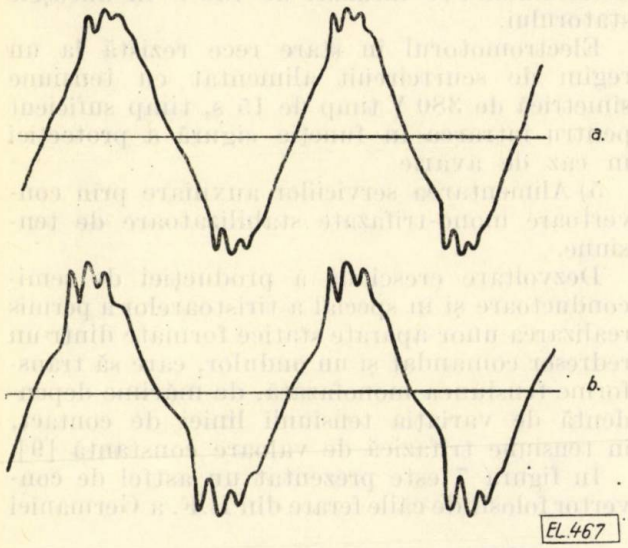


Fig. 5. Forma tensiunii de alimentare a locomotivei : *a*) la puterea de 1000 kW ; *b*) la puterea de 4000 kW.

Această situație este parțial îmbunătățită prin introducerea reactanțelor de filtrare 18... 20, figura 1.

Rezultate asemănătoare s-au obținut și în RS Cehoslovacă cu ocazia măsurătorilor efectuate pe locomotiva electrică prevăzută cu redresoare cu siliciu seria S.498.0 de 3200 kW, pentru determinarea armonicelor superioare din circuitele locomotivei și a sistemului de alimentare 25 kV, 50 Hz [5].

Efectul regimurilor deformante ale tensiunii de alimentare asupra construcției și pierderilor în electromotoarele asincrone a fost studiat în laboratorul de mașini electrice al universității din Manchester, unde s-a elaborat programa pentru calculatorul numeric ce permite calculul pierderilor datorită armonicilor superioare din tensiunea de alimentare de orice formă [6]. De asemenea se prezintă optimizarea construcției electromotoarelor asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit din punct de vedere al pierderilor minime în bobinaje și în circuitul magnetic, funcție de rezistența rotorică și dimensiunile ancoșelor.

Din cele prezentate rezultă că funcționarea în bune condiții a sistemului de alimentare a serviciilor auxiliare depinde de variația mai multor parametri : tensiune, încărcare, regim deformant etc., greu de corelat între ei la actuala construcție pentru creșterea siguranței în funcționare a electromotoarelor asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit.

Metode utilizate pe locomotivele electrice pentru îmbunătățirea funcționării în exploatare a electromotoarelor asincrone trifazate de antrenare a serviciilor auxiliare

1) Modificarea parametrilor circuitului de alimentare a electromotoarelor serviciilor auxiliare prin introducerea unor reactanțe de filtrare.

Această soluție a fost propusă în anul 1966 de firma ASEA Suedia și aplicată și la noi pe toate locomotivele electrice CFR de 5100 kW.

Prin aceasta au fost introduse în schema din figura 1 reactanțele *18* de 1 ohm ; *19* de 0,6 ohmi și *20* de 1,8 ohmi în greutate de 320 kg formînd împreună cu condensatoarele de defazaj *6* cu filtru *LC* acordat pe armonica a 3-a.

Metoda are dezavantajul că nu sînt înlăturate și celelalte armonice prezente în circuitul de alimentare, iar eficacitatea metodei chiar pentru armonica *3* este diminuată de toleranța largă a capacității condensatorului de defazaj și a reactanței de filtrare.

Acest neajuns ar putea fi diminuat prin micșorarea toleranțelor capacităților de defazaj și a reactanțelor de filtrare, eventual prin sortarea acestora și prin introducerea de reactanțe de filtrare și pentru celelalte armonice.

2) Înlăturarea supratensiunilor periculoase din circuitul de alimentare al electromotoarelor serviciilor auxiliare.

Pentru înlăturarea supratensiunilor atmosferice și de comutație, pe locomotiva electrică 060—EA s-a folosit inițial un descărcător pentru circuitul de înaltă tensiune de 25 kV și un alt descărcător *21* (fig. 1) pentru circuitul de încălzire tren de 1500 V de pe înfășurarea auxiliară a transformatorului principal.

Redresoarele pentru electromotoarele de tracțiune ale locomotivei sînt protejate contra supratensiunilor cu ajutorul condensatoarelor de 125 μF, 900 V.

Ulterior, pe toate locomotivele electrice CFR 060—EA, au fost montate descărcătoarele *22* (fig. 1) din circuitul de alimentare a electromotoarelor serviciilor auxiliare.

Deoarece nivelul unor supratensiuni se menține ridicat, pentru creșterea duratei de viață a electromotoarelor, este indicat a se introduce în plus noi elemente de înlăturare a supratensiunilor : descărcătoare, condensatoare etc.

3) Stabilizarea tensiunii de alimentare.

Se poate realiza prin creșterea numărului de trepte de tensiune sau prin reglarea continuă a tensiunii de alimentare a electromotoarelor auxiliare folosind elemente statice.

În U.R.S.S. a fost realizat în acest scop un stabilizator de tensiune cu tiristoare utilizat pe trenurile electrice ER—9P (figura 6).

Încercările efectuate pe prototipul stabilizatorului au arătat că tensiunea la ieşire nu se modifică mai mult de ±10% faţă de valoarea

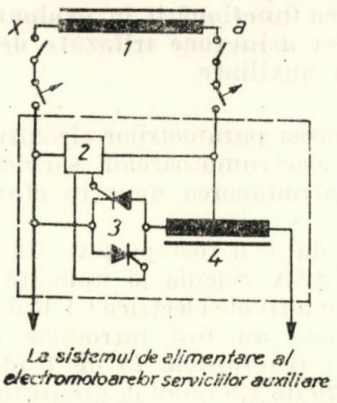


Fig. 6. Schema electrică principială a stabilizatorului de tensiune cu tiristoare pentru tensiunile electrice ER—9P: *1* — înfăşurarea serviciilor auxiliare a transformatorului principal; *2* — bloc comandă tiristoare; *3* — tiristoare; *4* — înfăşurare de reglaj.

nominală la o variaţie a tensiunii în catenară între 19 şi 29 kV şi a curentului de sarcină de 6 ori. Stabilizatorul prin reglarea continuă a tensiunii permite micşorarea energiei absorbite cu 15...20%, creşterea factorului de putere de la 0,6 la 0,7 şi a cuplului de pornire al electromotorului compresorului de circa 2 ori. În afară de aceasta prin îmbunătăţirea alimentării se poate reduce puterea instalată a electromotoarelor serviciilor auxiliare de 1,5 ...2 ori. Avantajul acestui stabilizator este greutatea sa redusă de 7 kg/kVA, respectiv cu 50—60% mai puţin decît alte construcţii [7].

4) Electromotoarele asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit de construcţie specială pentru tracţiune.

Pentru locomotivele electrice sovietice VL-80K de 6500 kW au fost construite electromotoarele asincrone trifazate tip AE 92—4 în execuţie specială pentru înlocuirea electromotoarelor tip AC 82—4 folosite pentru antrenarea compresoarelor şi ventilatoarelor, capabile să facă faţă regimurilor grele impuse de funcţionarea pe calea ferată electrificată [8].

Electromotorul are clasă de izolaţie H şi dezvoltă 40 kW la 1405 rot/min, 380 V (în stea), 90 A, 50 Hz, cu un randament de 85,5% şi un factor de putere de 0,79. El poate funcţiona cu un coeficient de nesimetrie pe tensiune de 9% la o variaţie a tensiunii de alimentare între 280—460 V. În acest regim asimetric şi la tensiunea minimă, dezvoltă 28,5 kW.

Regimul termic cel mai greu măsurat cu termocupluri speciale este la funcţionarea cu tensiune redusă cînd cuplul care este proporţional cu pătratul tensiunii scade foarte mult. Reducerea cuplului se datoreşte şi componentei inverse a curentului care este cu atît mai mare cu cît asimetria curenţilor este mai mare. De asemenea creşte alunecarea, iar în rotor apar curenţi mari. În acest regim supratemperatura barelor rotorice în locul cel mai expus atinge 280°C, iar încălzirea bobinajului statoric măsurată prin metoda variaţiei rezistenţei este de 109°C. Totodată au fost executate măsurători a încălzirilor locale ale bobinajului statoric determinîndu-se încălziri de 136°C în ancoşele statorului.

Electromotorul în stare rece rezistă la un regim de scurtcircuit alimentat cu tensiune simetrică de 380 V timp de 15 s, timp suficient pentru intrarea în funcţie sigură a protecţiei în caz de avarie.

5) Alimentarea serviciilor auxiliare prin convertoare mono-trifazate stabilizatoare de tensiune.

Dezvoltare crescîndă a producţiei de semiconductoare şi în special a tiristoarelor a permis realizarea unor aparate statice formate dintr-un redresor comandat şi un ondulor, care să transforme tensiunea monofazată, de mărime dependentă de variaţia tensiunii liniei de contact, în tensiune trifazică de valoare constantă [9].

În figura 7 este prezentat un astfel de convertor folosit de căile ferate din R.F. a Germaniei

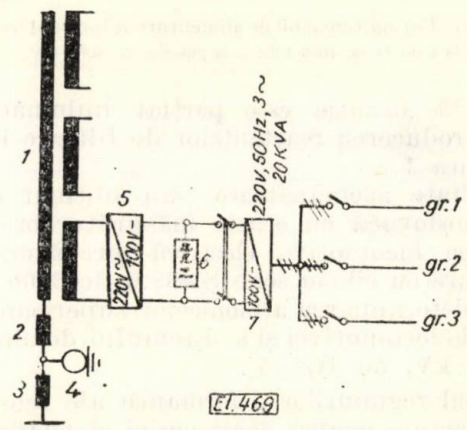


Fig. 7. Schema electrică principială a serviciilor auxiliare alimentate prin convertoare mono-trifazate de pe trenul electric seria 420:

1 — transformatorul principal; *2* — transformatorul curent; *3* — self protecţie; *4* — contact de pămîntare; *5* — redresor; *6* — bateria de acumulatoare; *7* — ondulor trifazat.

pentru alimentarea cu tensiune trifazată a electromotoarelor asincrone ale serviciilor auxiliare de pe trenurile electrice seria 420 fabricaţie 1970 [10].

Redresorul comandat se alimentează cu tensiune de la înfăşurarea auxiliară a transformatorului de forţă *1* şi în paralel debitează tensiune ondulatorului şi bateriei de acumulare a trenului electric.

Ondulorul alimentează electromotoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit ale serviciilor

auxiliare cu o putere de 20 kVA la o tensiune stabilizată de 3 × 220 V, 50 Hz.

Pentru micșorarea curenților de pornire electromotoarele sînt împărțite în 3 grupe ce se conectează pe rînd, în circuitul convertorului stabilizator de tensiune.

Propuneri de îmbunătățire a funcționării electromotoarelor serviciilor auxiliare pe locomotiva electrică românească de 5100 kW

1) Înlocuirea electromotorului asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit tip AMV2—1 de 11 kW, 1500 rot/min, pentru ventilatorul rezistenței de frînare poziția 16 (figura 1), cu un electromotor de curent continuu.

Alimentarea electromotorului de curent continuu se poate face de la o priză a rezistenței de frînare cu o tensiune proporțională cu curentul de frînare, soluție larg utilizată pe locomotive [11].

În această situație, puterea electromotorului de antrenare a ventilatorului rezistenței de frînare nu mai este limitată din punct de vedere al instalației de alimentare putîndu-se folosi electromotoare de antrenare cu puteri și turații mai ridicate, care printr-o ventilație mai intensivă a rezistențelor de frînare pot contribui la mărirea puterii de frînare a locomotivei electrice.

Prin înlocuirea electromotoarelor celor două ventilatoare ale rezistențelor de frînare existente pe locomotiva electrică 060—EA (luînd în considerație randamentul și factorul de putere al electromotoarelor) se reduce puterea instalată a sistemului de alimentare al serviciilor auxiliare cu 29 kVA, ușurînd astfel condițiile de alimentare a celorlalte electromotoare și economisind totodată aparatură de comandă, comutare și defazaj, realizîndu-se și o însemnată economie de energie electrică.

O experimentare imediată a acestor propuneri este ușor posibilă deoarece, pe de o parte, o soluție asemănătoare este deja realizată la locomotivele diesel electrice de 2500 CP, THA, motorul respectiv de c.c, Ce 180 M de 14 kW, făcînd parte din fabricația curentă a Uzinei de Mașini Electrice București, iar pe de altă parte construcția blocului rezistenței de frînare de la locomotiva de 5100 kW permite montarea acelui motor la locomotivă.

2) Alimentarea electromotoarelor pentru ventilatorul și pompa de ulei a transformatorului de la un convertor mono-trifazat stabilizator de tensiune.

Datorită importanței funcționale deosebite a ventilatorului și pompei de ulei a transformatorului, demonstrată prin faptul că defectarea acestora conduce la oprirea pe linie a locomotivei electrice 060—EA cu implicații grave asupra regularității circulației pe calea ferată, este oportună experimentarea alimentării acestora de la un convertor mono-trifazat stabilizator de tensiune ce asigură o siguranță și durată de funcționare ridicată.

3) Fabricarea electromotoarelor serviciilor auxiliare într-o construcție care să suporte atît supratensiunile cît și încălzirile mari respective.

Din punct de vedere al construcției și exploatării locomotivei electrice de 5 100 kW această soluție apare ca relativ simplă.

Un dezavantaj al soluției ar urma să fie prețul ridicat al electromotoarelor asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit în această construcție specială de tracțiune, datorită necesității unei supradimensionări și execuții la parametri tehnici înalți ridicînd astfel probleme deosebite industriei constructoare de mașini.

4) Stabilizarea tensiunii de alimentare a electromotoarelor serviciilor auxiliare de pe locomotiva electrică 060—EA.

Această soluție ar avea avantajul că ar reduce cu peste 50%, puterea instalată a sistemului de defazaj și pornire, cît și puterea electromotoarelor serviciilor auxiliare de pe locomotiva electrică.

Amplasarea pe locomotivă electrică de 5 100 kW a stabilizatorului de tensiune pentru alimentarea serviciilor auxiliare se poate face în canalul de ventilație al transformatorului principal în spațiul ocupat actualmente de rezistența de trecere *4*, figura 1 care nu va mai fi necesară. Prin aceasta, beneficiindu-se de ventilație forțată, s-ar putea realiza un stabilizator de gabarit și greutate redusă sub 7 kg/kVA. O reducere suplimentară a dimensiunilor și greutății stabilizatorului s-ar putea obține prin micșorarea puterii instalate a acestuia datorită înlocuirii electromotorului asincron de antrenare a ventilatorului rezistenței de frînare cu un electromotor de curent continuu.

Printr-o construcție adecvată a stabilizatorului de tensiune acesta ar putea diminua supratensiunile și regimul deformant din circuitul de alimentare al serviciilor auxiliare eliminîndu-se necesitatea reactanțelor de filtrare și descărcătoarelor în greutate de peste 300 kg.

Experimentarea acestei propuneri este foarte simplă, după realizarea acestui stabilizator, deoarece nu sînt necesare modificări importante în construcția locomotivei.

Datorită numărului mic de electromotoare asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit necesar fabricației de locomotive electrice din R.S. România această soluție prezintă importante avantaje economice față de utilizarea electromotoarelor serviciilor auxiliare în construcție specială de tracțiune, întrucît permite utilizarea electromotoarelor asincrone trifazate în construcție normală fabricate în serie de industrie.

Concluzii

— Îmbunătăţirea funcţionării electromotoarelor asincrone trifazate ale serviciilor auxiliare de pe locomotiva electrică 060 EA de 5100 kW este determinată de corelarea parametrilor electromotoarelor cu condiţiile de funcţionare în exploatare de pe locomotivă unde există variaţii mari de tensiune, supratensiuni, regim asimetric şi un regim puternic deformant al circuitului de alimentare.

— Dimensionarea electromotoarelor serviciilor auxiliare trebuie făcută ţinîndu-se cont atît de nesimetria tensiunilor şi curenţilor în situaţia cea mai dezavantajoasă cît şi de supratensiunile care apar la conectări.

— Experimentările efectuate pînă în prezent atît la noi cît şi în alte părţi, nu pot fi considerate complete şi nu cuprind toate fenomenele care apar în exploatarea locomotivelor electrice care folosesc scheme analoge celor scrise în prezenta lucrare. Aplicarea propunerilor descrise au dat numai parţial rezultate pozitive.

— Este extrem de indicată organizarea unui program mai mare de experimentări pentru a stabili cea mai bună soluţie pentru ridicarea fiabilităţii electromotoarelor serviciilor auxiliare.

Bibliografie

[1] *Gorin, N. N.* Tehnico — ekonomiceskoe sravnenie sistem vspomogatelnih maşin vîpriamitelnîh elektrovozor. In : Vestnik V. N. I.I.J.T., nr. 1, 1963, p. 17—20.

[2] *Björklund, Bengt.* Rumäniens erste elektrische Lokomotive. In : Elektrische Bahnem, iunie, 1968, p. 118—130.

[3] *Gorin, N. N.* Soverşenstvovanie sistemî pitaniia vspomogatelnîh maşin elektrovoza N60. In : Vestnik V.N.I.I. J.T. nr. 5, 1962, p. 8—12.

[4] *Baltac, Th.*, şi *Banu, C.* Posibilităţi de sporire a fiabilităţii electromotoarelor serviciilor auxiliare pe locomotiva electrică 060—EA. Sesiunea de comunicări ştiinţifice a Institutului politehnic din Bucureşti, aprilie, 1971.

[5] *Beneş, Z.* şi *Vocac, P.* Vyšši harmanické v saustavě 25 KV, 50 Hz. In : Železnicni daprova a tehnika, nr. 5 1970, p. 131—135.

[6] *Chalmers, B. J.* Design of induction motors supplied by thyristors. In : Electrical Review, nr. 15, 1969, p. 525 — 528.

[7] *Nekrasov, V. I.* şi *Kuşev, A.* Ia. Novii stabilizator napriajenia na elektriceskom poezde peremenovo toka. In : Eletriceskaia i teplovoznaia tiaga, nr. 4, 1969, p. 25.

[8] *Kozoreev, M. A.* şi *Luganskii, A. E.* Asinhronnîi dvigateli v tiagovom ispolnenie dlia privoda vspomagatelinîh maşin. În : Electriceskaia i teplovoznaia tiaga, nr. 7, 1970, p. 19—20.

[9] *Knapke, A.* Strom — Spannungsverhältnisse eines elektronischen Umformers. In : Deutschee Eisenbahntechnik, nr. 6, 1969, p. 303—306.

[10] *Rappenglück, W.* Neue Triebzüge der Deutschen Bundesbahn für Ballungsräume. In : Elektrische Bahnen, nr. 11, 1969, p.244—254.

[11] *Baltac, Th.* Dotarea locomotivelor diesel electrice cu frînă reostatică. In : Revista căilor ferate, nr. 5—6, 1969, p. 248—251.

Intrat în redacţie la 30.VI.1971

RECENZIE

CZ 621.791.72

A. H. Meleka. **Sudura cu fasciculde electroni.** (Electron — Beam Welding). McGRAW — HILL, New York, Londra, 1971, 331 pag.

În tehnologia prelucrării metalelor, ultimii 10 ani au reprezentat o adevărată revoluţie prin apariţia metodelor noi electrotehnice, a perforatoarelor cu LASER, a formării electromagnetice, a sudării cu plasmă şi cu fascicul de electroni. Fiecare dintre aceste metode s-a impus fie înlocuind o soluţie clasică neeconomică sau depăşită tehnic, fie oferind noi posibilităţi acolo unde vechea tehnologie nu putea fi aplicată.

Sudura cu electroni a apărut ca un subprodus al tehnicii nucleare şi spaţiale, iar primele aplicaţii industriale au fost pentru îmbinarea metalelor refractare (niobium, tantal, zirconium, vanadium, berilium, molibden, tungsten) în construcţia reactoarelor atomice. Toate aceste metale au temperaturi înalte de topire, reactivitate ridicată cu oxigenul şi azotul peste 300°C şi sudura în atmosferă nu a dat rezultate satisfăcătoare. O soluţie logică a fost sudura în vid şi singura metodă abordabilă la acea dată (1954) a fost un fascicul de electroni. Deşi primele „tunuri electronice" pentru sudură au fost construite la firmele AEG—Zeiss în 1951, a fost necesar să treacă aproape zece ani (1960) ca această soluţie să fie unanim recunoscută, iar cercetări ulterioare, în SUA şi Europa, s-o facă competitivă din punct de vedere economic.

În principiu un tun electric de sudură este format dintr-o cameră la presiune scăzută $10^{-3} \div 10^{-4}$ torr, cu un catod de tungsten sau reniu la o temperatură de 2500 — 2800°K şi un anod cu o fantă prin care se „bombardează" piese de sudat. O diferenţă de potenţial anod-catod de 30—150 kV asigură accelerarea electronilor şi bobine speciale de focalizare şi de reflexie permit concentrarea fasciculului de electroni pe suprafeţe foarte mici reprezentînd o densitate ridicată de energie pe milimetrul pătrat. Electronii astfel accelerati (aproximativ jumătate din viteza luminii) bombardează ţinta şi prin ciocnire degajează o energie termică ridicată care asigură topirea sau evaporarea celor mai refractare materiale. Aceasta a permis realizarea unei tehnologii ultrapure de tăiere şi sudură, în raport de pătrundere (adîncimea/ /lăţimea sudurii) de peste 20 : 1 şi de neînlocuit în cele mai diverse domenii ale tehnicii. Utilizată la început numai în domenii de avangardă astăzi o găsim în aplicaţii clasice (turbine, compresoare, industria de automobile sau a ţevilor sudate) şi foarte probabil în viitor va deveni un concurent serios al tuturor celorlalte metode cunoscute.

Lucrarea de faţă (publicată sub îngrijirea doctorului Maleka, şeful departamentului de dezvoltare şi cercetare de la Rolls-Royce) este redactată de un colectiv de specialişti de la diverse firme şi Institute de cercetări britanice (Vickers, Hawker Siddelay Dynamics, Cambridge Vacuum Engineering, Sciaky Welding Machines, Welding Institute, United Kingdom Atomic Energy), specialişti care au construit unele din primele maşini sau care le-au folosit în primele aplicaţii industriale. Cartea este opera unor pionieri ai domeniului, scrisă de ingineri pentru ingineri, cu aplicaţii şi tehnici concrete, cu un valoros material grafic, bazată atît pe experienţa autorilor cît şi pe o bogată bibliografie ştiinţifică.

Prima parte a lucrării este o istorie a sudurii cu fascicul de electroni, o prezentare a principiului de funcționare și a realizărilor în ordine cronologică ale domeniului.

Partea a doua, dezvoltarea și comanda generatoarelor, este un capitol pur teoretic care se ocupă de procesele intime ale funcționării tunurilor electronice, cu bazele fizice ale emisiei, focalizării și modulării fasciculului de electroni. Un prim subcapitol discută natura catodului, a efectelor de eroziune și a emisiei interioare, a problemelor de optică electronică, a efectelor profilurilor anodului și catodului, a diverselor tipuri de ecran pentru îmbunătățirea convergenței. Proiectarea unui tun electronic, a „lentilelor" magnetice de focalizare reprezintă conținutul unui al doilea subcapitol, iar un exemplu tipic al unui astfel de generator este descris în detaliu. În încheiere sînt prezentate diverse metode de măsură, control și supraveghere optică directă sau în circuit închis de televiziune, oferind cititorului o vedere de ansamblu asupra instalației.

Capitolul al III-lea se ocupă de efectele termice precum și de diversele domenii de aplicații ale bombardamentului cu fascicul de electroni: uscare rapidă a vopselelor, tratamente termice, topire, metalizare, sudură și tăiere a diverselor metale. Avantajele metodei pot fi enumerate: puritate chimică ridicată, ghidare perfectă a fasciculului spre aria dorită, un domeniu larg și o elasticitate mare în controlul puterii (1 : 100), un control simplu al densității de putere (între 0,1 W/mm^2 pentru uscare și 10^7W/mm^2 la tăierea metalelor), randament apropiat de unitate, răspuns termic rapid. Nu trebuie uitate însă și dezavantajele procesului, dezavantaje care-i limitează aria de utilizare: necesitatea vacuum-ului în camera de sudare, un preț de cost ridicat al instalației, emisia secundară de raze X care cer o protecție adecvată, deflexia fasciculului de către cîmpuri magnetice parazite, cerînd o demagnetizare prealabilă a pieselor feromagnetice. O alegere în utilizarea procedeului constituie un compromis între avantaje și dezavantaje, fiind astăzi limitat la aplicații speciale sau acolo unde o producție de masă justifică investițiile cerute. În continuare capitolul se ocupă de pocesele fizice ale topirii și evaporării metalelor supuse bombardamentului concentrat de electroni. Interesantă este compararea metodei cu alte două metode concurente: sudura cu plasmă sau cu LASER. Deși și aceste două soluții permit concentrări de energie ridicate (peste 10^5W/mm^2), au dezavantajul că cer, pentru plasmă un raport între adîncimea și lățimea de sudură mic 1 : 1 (fasciculul de electroni 20 : 1) și ca urmare conduc la modificări în profunzime a materialului sudat, iar LASER-ul deși oferă un raport, 5 :1, este aplicat numai la adîncimi de pătrundere coborîte, fasciculul de fotoni fiind mult mai „umbrit" de vaporii metalului topit decît fasciculul de electroni (1,27 mm față de 50 mm). De asemenea din punct de vedere practic fasciculul de electroni mai are un avantaj suplimentar: distanța de lucru poate fi considerabilă (900 mm) față de cea a celorlalte două metode (25 mm).

În încheierea capitolului se face o trecere în revistă a parametrilor de lucru, diametrul razei, unghiul de convergență, curentul, tensiunea de accelerare, caracteristicile fizice ale metalelor de sudat, viteza și distanța de sudură, efectul mediului înconjurător.

Partea a IV-a o constituie prezentarea instalațiilor industriale de sudură cu o enumerare a caselor producătoare și a sistemelor livrabile în Europa, S.U.A. și Japonia. La toate aceste mașini o importanță deosebită o joacă obținerea vidului ridicat în camera de sudură sau realizarea unor șicane de vid care să permită sudura la presiunea atmosferică. În general aceste camere de vid, precum și instalațiile de vidare reprezintă partea cea mai ridicată, în costul mașinii, iar timpul necesar pentru realizarea vidului cerut limitează productivitatea. Ca o consolare este prezentat un aparat portabil de sudură realizat de NASA, utilizabil în spațiul extraterestru, acolo unde vidul cosmic este un mediu ideal pentru orice gen de aplicații.

Partea a V-a „Considerațiuni metalurgice", tratează diverse aspecte tehnologice ale sudurii și tăierii cu fascicul de electroni. O atenție deosebită este dată efectelor concentrării ridicate a energiei termice și a răcirii rapide a aliajelor feromagnetice, a efectelor neplăcute ce pot deriva din aceasta. În continuare este prezentat un tabel sinoptic al compatibilități sudurii diverselor metode precum o serie de rezultate experimentale din tehnica metalelor refractare.

Capitolul al VI- lea „Proiectarea componentelor", poate fi considerat un capitol de pură tehnologie a sudării. Sînt prezentate suduri pe diverse profile, cu penetrare simplă sau multiplă, fotografii a diverselor posibilități ale metalelor.

O discuție mai amplă asupra acestor aplicații se dă în capitolul al VII-lea. Sînt prezentate diverse realizări ale firmei Rolls-Royce în tehnica sudări paletelor de turbine și compresoare pentru reactoare, fotografii comparative ale vechilor metode de sudare în atmosferă inertă și a sudurii cu fasciculul de electroni. În continuare, alte exemple de aplicabilitate sînt observate, de la turbine cu aburi, arbori cotiți de automobil, la minuscule traductoare de presiune sau accelerometre. În încheiere un întreg sub-capitol este consacrat sudării în tehnica reactoarelor nucleare și materialul prezentat se bazează pe experiența de peste treisprezece ani a comisiei de Energie Atomică a Marii Britanii.

Capitolul al VIII-lea care încheie lucrarea și al cărui titlu s-ar putea traduce prin „Aspectele inginerești", discută atît problemele tehnice cît și pe cele financiare ale sistemelor utilizate. După o trecere în revistă a dispozitivelor auxiliare (pompe, procedee de răcire și protecția biologică, sisteme de deplasare pe x—y etc.) se ocupă de tehnica comenzii și protecția electrică a instalați lor. În final, prețurile de cost, productivitatea, cotele de amortizare sînt luate în considerație convingîndu-l pe cititor încă o dată asupra utilității și aplicabilității economice a noului sistem.

După cum am arătat avem de a face cu un domeniu de avangardă, domeniu însă care și-a găsit utilizare în toate compartimentele tehnologiei metalelor și care trebuie tratat cu toată atenția.

Lucrarea de față este o fericită ocazie de răspîndire a realizărilor din acest domeniu și sînt convins că va trezi interesul atît al celor care utilizează tehnica sudurii prin fascicul de electroni cît și a celor care fiind în cunoștință de cauză vor fi gata s-o îmbrățișeze. Valoarea științifică și practică a lucrării, materialul grafic excelent cu exemple concrete din industrie, cere luarea ei în considerație și o publicare în limba română ar fi cît se poate de dorită.

Dr. Ing. *Răzvan Măgureanu*

REFERATE

CZ. 621313 *Mașini electrice*

CZ 621.313.32.045.3

Murthi, R. și Hogg, B. **Comportarea în regim tranzitoriu a mașinilor sincrone cu excitație dublă** (Transient performance of doubly excited synchronous machine). În : Proc. IEE, vol. **118**, nr. 1, ian 1971, p. 143—147, 11 fig., 1 tab.

S-a stabilit că o mașină sincronă cu excitație dublă are caracteristici de stabilitate mai bune decît mașina convențională, cu o singură excitație. O stabilitate superioară mașinii clasice se obține în special în regim tranzitoriu, depinzînd în mare măsură și de sistemul de comandă a circuitului de excitație. Mașina cu dublă excitație, numită și mașina cu înfășurare divizată a rotorului, poate fi reprezentată printr-o mașină echivalentă cu cîte o înfășurare de excitație pe fiecare din axe (directă și în cuadratură). S-a demonstrat că unghiul de sarcină al mașinii cu dublă excitație este deplasat în regim tranzitoriu cu un unghi α, ceea ce face ca puterea tranzitorie să crească. Analiza matematică a fenomenelor tranzitorii în mașina cu dublă excitație arată că regulatorul de tensiune contribuie mai mult la creșterea stabilității, în comparație cu regulatorul de unghi. Totuși, reglajul de unghi în axa transversală este esențial pentru îmbunătățirea limitelor de stabilitate în regim staționar. S-a demonstrat, de asemenea, că curenții incluși în rotor, în înfășurările de pe axa directă și transversală ale unei mașini fără reglaj, îmbunătățește limita de stabilitate în regim tranzitoriu, comparativ cu o mașină convențională, la care curenții induși apar într-o singură înfășurare. Acest avantaj este deosebit atunci cînd mașina absoarbe putere reactivă sau în regim de suprasarcină. Regulatoarele de tensiune și unghi măresc aceste avantaje.

T.C.

CZ 621.313.33 : 042.3

Birch, S. T. și Butler, I. O. **Permeanța punților crestăturii închise și efectul acesteia asupra calculului curentului motorului de inducție** (Permeance of closed lot bridges and its effect on inductionmotor-current computation). În : Proc. IEE, vol. **118**, nr. 1, ian 1971, p. 169—172, 4 fig.

Tolele rotorului sînt adesea astfel proiectate încît este lăsată o mică punte care închide crestătura. Acest tip de construcție este larg aplicat în domeniul puterilor mici al motoarelor de inducție, la care se utilizează colivii din aluminiu turnat, pentru a ușura uzinarea rotorului în vederea obținerii diametrului exterior și pentru reducerea zgomotului. Este folosit de asemenea la motoarele mai mari, cu viteza de rotație ridicată, în care asupra conductoarelor acționează forțe centrifuge însemnate. În afară de considerațiile pur mecanice, o astfel de construcție conduce la curenți de magnetizare mai reduși și la pierderi la gol, de înaltă frecvență, minime. Crestăturile închise produc însă dificultăți în ceea ce privește calculul fluxului de dispersie ce se închide prin punțile ce unesc dinții rotorului. Metodele de calcul elaborate pînă în prezent nu dau rezultate precise. Pentru motivul arătat a fost elaborată o nouă metodă de calcul a permeanței punții de închidere a crestăturii, cu ajutorul calculatorului. Programul a fost elaborat și rezultatele obținute dau o mai bună apropiere de datele experimentale determinate în urma încercării modelelor avute în vedere. Fluxul din puntea de închidere a crestăturii a fost măsurat pentru curenți de crestătură cunoscuți. Pachetul de tole format a fost considerat un rotor nebobinat, iar în zona centrală a punții a fost formată o spiră reprezentînd o bobină de explorare. Prin conductorul plasat în crestătură au fost trecuți curenți variind între 0 și 500 A. Acest dispozitiv experimental a permis verificarea tuturor premiselor avute în vedere la întocmirea programului.

T.C

CZ 621.313.333 - 219

Ellison, I. A., Yang. I. S. **Efectele excentricității rotorului asupra zgomotului mașinilor de inducție.** (Effects of rotor excentricity on acoustic noise from induction machines). În : Proc. IEE, vol. **118**, nr. 1, ian 1971, p. 174—184, 10 fig., 6 tab.

Una din cauzele majore ale zgomotului mașinilor electrice este întrefierul neuniform datorit excentricității rotorului. Analiza distribuției inducției și permeanțelor în întrefierul mașinilor de inducție mici a pus în evidență o serie de unde de forțe, de număr redus de perechi de poli, datorite excentricității rotorului. Analiza a mai arătat, de asemenea, importanța saturării fierului în formarea undelor de forțe de număr redus de perechi de poli și datorite excentricității rotorului. Aceste componente ale zgomotului, prevăzute analitic, au fost confirmate experimental. A fost stabilită astfel o metodă pentru calculul variației unor componente importante funcție de excentricitate, ținîndu-se seamă de variația undelor de forță magnetică funcție de excentricitate, de comportarea mecanică a mașinii și de radiația sonoră ce rezultă din vibrațiile de suprafață. Dacă se neglijează efectele rezonanței mecanice și ale amortizării, puterea sonoră calculată tinde către o valoare mai joasă decît valoarea reală. A fost studiată utilizarea înfășurărilor cu mai multe căi în paralel pentru reducerea zgomotului și rezultatele au arătat, cum era de așteptat, că schemele de bobinaj indicate anterior de alți autori ca fiind favorabile reducerii zgomotului, sînt confirmate și de calculele analitice. Folosirea bobinajelor cu mai multe căi în paralel, fără egalizatoare, nu conduce la reducerea zgomotului, comparativ cu înfășurările serie normale.

T.C.

CZ 621.314 *Transformatoare. Convertizoare*

CZ 621.314.2.017.7.001.4

Norris, T. E. **Incercările de încălzire la transformatoarele de putere** (Temperature tests on power transformers). În : Electrical Review. vol. **188**, nr. 17, apr 1971, p. 549—550.

Standardele naționale pentru transformatoarele de putere cer garanții privind temperatura maximă a uleiului și creșterile de temperatură pe fiecare înfășurare, măsurate prin creșterea rezistenței. Această măsurătoare este în practică dificilă și din această cauză au fost imaginate metode complete, care trebuie aplicate în anumite condiții. Condițiile ideale pentru proba de încălzire ar putea fi găsite numai într-un mare deșert, fără soare, fără vînt și fără ploaie, cu temperatură și umiditate constante, sursa de alimentare fiind de tensiune constantă. În practică aceste condiții nu există niciodată și probele pot fi efectuate fie în interior fie în exterior, fiecare dintre situații fiind legată de dificultăți în ceea ce privește menținerea parametrilor mediului. În ceea ce privește tehnica măsurării, principalele erori sînt datorite efectului de inductanță a înfășurării asupra valorii citite a curentului continuu. Erorile de citire conduc la temperaturi aparente mai mari decît cele reale. Măsura de reducere a acestei erori este creșterea curentului continuu pînă la saturarea miezului și introducerea unei rezistențe de amortizare în circuit. Ca măsuri de precauție se consideră creșterea curentului continuu pînă la realizarea în miez a unei inducții de 2 T, rezistența de amortizare să fie de cel puțin trei ori mai mare decît rezistența înfășurării, curentul continuu să fie menținut constant, rezistența la rece a înfășurării să fie măsurată cu același instrument și în aceeași schemă, notîndu-se timpul cînd curentul a devenit constant. În cazul transformatoarelor cu răcire forțată, pompele de ulei trebuie să funcționeze în permanență, pînă la terminarea măsurărilor.

T.C.

CZ 621.314.5 : 621.33

Bossi, H. I., Löcker, H. şi Winkler, K. **Cuplarea convertizoarelor pentru traeţiune cu alimentare în curent alternativ şi curent continuu** (Couplages de convertisseurs de traction sous caténaire à courant alternatif et continu). În : Bull. ASE **62**, nr. 1, 1971, p. 6—17.

Electronica de putere s-a impus în tracţiunea feroviară datorită avantajelor pe care le prezintă şi anume :

— ameliorarea condiţiilor de tracţiune datorită faptului că, prin reglaj continuu este posibil să se lucreze în permanenţă la limita de aderenţă ;

— la dimensiuni egale, motorul de curent ondulat furnizează o putere mai ridicată decît motorul de curent alternativ pe care îl înlocuieşte ;

— prin eliminarea contactelor mecanice se reduc mult cheltuielile de întreţinere ;

— folosirea convertizoarelor statice permite atît frînarea recuperativă cît şi realizarea vehiculelor ce pot fi alimentate cu mai multe sisteme de curent atît în curent alternativ cît şi în curent continuu.

Din păcate aceste avantaje incontestabile sînt însoţite de inconvenienţa care frînează folosirea tiristoarelor în tracţiune şi anume :

— consumul sporit de putere reactivă şi deformantă, consecinţă directă a reglajului continuu. Acest consum poate fi ţinut în limite acceptabile prin alegerea adecvată a schemei ;

— perturbarea sistemelor de semnalizări şi de telecomunicaţii datorită fenomenelor oscilante ce apar la amorsarea şi dezamorsarea tiristoarelor.

După o trecere în revistă a cuplajelor monofazate caracteristice convertizoarelor folosite în tracţiunea electrică feroviară se analizează influenţa acestor convertizoare asupra circuitelor de joasă şi înaltă frecvenţă precum şi posibilităţile de reducere a perturbaţiilor şi a energiei reactive absorbite. În curent continuu s-a impus în prezent regulatorul cu tiristoare, în viitor putîndu-se dezvolta şi motorul asincron alimentat prin invertoare tiristorizate. Această soluţie s-ar putea impune datorită simplităţii şi robusteţei motorului asincron.

O. L.

CZ 621.315 *Transmisia energiei electrice. Materiale de instalaţii*

CZ 621.315.2.024 : 621.314.572

Skoglund, B. şi Hakansson, N. G. **Extensia instalaţiei de transmitere de energie în curent continuu la înaltă tensiune de la Gotland folosind un grup de redresoare cu tiristoare.** (Extension of the Gotland HVDC transmision with a thyristor group). În : ASEA J. **44**. nr. 1, 1971, p. 13—17.

Legătura între Västerih şi Visby intră în funcţionare în 1954 a fost prima linie de transmitere de energie în curent continuu la înaltă tensiune şi a funcţionat la 100 kV, 200 A, 20 MW. Dezvoltarea rapidă a tiristoarelor a permis ca extinderea puterii instalaţiei Gotland prevăzută iniţial să se facă tot cu redresoare cu mercur, să fie realizată în 1969—1970 cu dispozitive semiconductoare. Instalaţia realizată este prima de acest fel în lume şi permite cîştigarea de experienţă într-un domeniu în rapidă dezvoltare. Fiecare ventil cuprinde 60 de tiristoare TyY 490 de 220 A, 1 500 V fixate pe o structură din fibră de sticlă. Fiecare tiristor are propriul său radiator, divizor de tensiune şi circuit de amorsare. În paralel cu tiristoarele sînt prevăzute circuite RC de egalizare a repartiţiei tensiunii. Pentru a nu pune probleme prea dificile de izolaţie semnalele de comandă sînt convertite în semnale luminoase ce se transmit unor detectoare montate pe şasiul de fibră de sticlă cu ajutorul unor bare de sticlă şi a unor conductoare optice flexibile. Detectoarele şi receptoarele optice asigură apoi conversia semnalelor luminoase în semnale electrice şi în final amorsarea tiristoarelor. Cu extinderea tiristorizată transmisia asigură 200 A la 150 kV în funcţionare cu 6 pulsuri.

O.L.

CZ 621.315.684 : 621.315.53

Sander, D. **Legături de aluminiu prin presare. Cercetări privind cauzele îmbătrînirii.** În : ETZ—B, nr. 10, 1971, 2 grafice.

Legăturile de aluminiu realizate prin presare în tuburi cu adaosul anumitor substanţe sînt utilizate de mai multă vreme pentru secţiuni de la 16 la 1 600 mm², cu scopul de a se înlocui cuprul. Pentru examinarea stabilităţii conductoarelor de aluminiu în privinţa afinităţii lor faţă de oxigen se utilizează alternarea încărcării electrice, adică solicitarea pînă la o anumită temperatură şi apoi răcirea, această operaţie repetîndu-se de mai multe sute de ori, după care urmează încărcări de scurtcircuitare. Scopul acestor încercări este stabilirea dinainte pentru zeci de ani a creşterii rezistenţei electrice în racorduri. Motivele îmbătrînirii contactelor în legături (racorduri) sînt : marea afinitate a metalului faţă de oxigen, ceea ce provoacă formarea unui strat izolant de oxid, presiunea redusă (5 N/mm²) de contact în comparaţie cu şuruburile, mărimea şi numărul microcontactelor precum şi temperaturile lor provocate de trecerea curentului. S-a constatat astfel că în jurul temperaturii de 100°C o diferenţă de 10 K influenţează apreciabil viteza de îmbătrînire. O deosebită influenţă asupra calităţii racordurilor o au substanţele de adaos. Într-un prim grafic este arătată influenţa uleiului de cablu şi a adaosului asupra comportării la îmbătrînire. Adaosurile bine alese realizează distrugerea straturilor de oxid de aluminiu precum şi formarea unor suprafeţe de contact cît mai mari, împiedicînd în acelaşi timp pătrunderea substanţelor de corodare spre suprafeţele de contact. Apoi forma (secţiunea) funiei de aluminiu (masivă, înfăşurată, paralelă, încrucişată etc.) hotărăşte compoziţia adaosului. Norme privind aceste racorduri inclusiv adaosul de presare încă nu s-au întocmit.

Gh. C.

CZ 621.316 *Distribuirea energiei electrice. Protecţia aparatelor şi instalaţiilor*

CZ 621.316.92 : 621.315.2.014.3

Wierny, H. : **Protecţia cablurilor şi a conductelor contra scurtcircuitelor** (Kurzschussschutz von Kabeln und Leitungen). În : ETZ—B, nr. 13, iunie 1971, p. 307—308, 4 graf.

În caz de scurtcircuit temperatura conductoarelor nu trebuie să întreacă anumite valori, care ar duce la distrugerea completă sau cel puţin la scurtarea longevităţii cablurilor şi conductoarelor precum şi la reducerea siguranţei în punctele de legătură prin lipire, cleme etc. Faţă de rezistenţa la căldură a materialelor izolante se tinde pe plan internaţional ca temperatura maximă a cuprului izolat să nu întreacă 160°C (eventual 185°C). Pentru a nu se întrece 160°C sînt redate într-un grafic, pentru diferitele secţiuni ale conductoarelor (1 ÷ 240 mm²) curenţii de scurtcircuit admişi şi durata lor corespunzătoare. Cu ajutorul acestor valori se pot stabili apoi caracteristicile dispozitivelor de protecţie. Într-un alt grafic sînt arătate caracteristicile I-t (după proiectul internaţional IEC) pentru siguranţele fuzibile. La automatele de protecţie se disting două categorii : unele, care declanşează după ce curentul a crescut timp de 1/2 perioadă şi altele care, întrerup după 2 ms. Pentru ambele este redată într-un grafic capacitatea calorică a diferitelor secţiuni q în funcţie de curentul de scurtcircuit. În ultimul capitol sînt discutate automatele de putere, care — în execuţia fără întîrziere — declanşează în 30 ms (la execuţii mai vechi 80 ms). Dacă aceste întreruptoare posedă şi un timp de întîrziere, se contează la modelele moderne cu 200 ms, iar la execuţiile mai vechi cu 500 ms. Un nou grafic ne arată cum funcţionează această categorie de automate respectiv ne dă posibilitatea arătîndu-se şi un exemplu — de a stabili din curbele graficului care este întîrzierea maximă permisă la un anumit curent de scurtcircuit şi o anumită secţiune a conductorului de cupru. În încheiere sînt indicate procedee suplimentare în cazul unor curenţi de scurtcircuit superior celor din grafic (100 kA).

Gh. C.

CZ 621.317 *Tehnica măsurilor electrice. Aparate de măsură*

CZ 621.317.726

Arndt, F.: **Instrumente de măsură a tensiunilor de impuls (Stossspannungsmessgeräte).** În: ETZ—B, nr. 13, iunie 1971, p. 305—306, 6 fig.

Instrumentele electronice pentru măsurarea tensiunilor de impuls au scos din uz eclatorul cu sfere, prin faptul că sînt utilizabile la tensiuni mult mai înalte, lucrînd în același timp cu precizie mai mare. Ele măsoară vîrfurile tensiunilor de impuls unipolare în special în combinație cu un divizor de tensiune. Durata unor astfel de șocuri variază între fracțiuni de microsecunde pînă la mai multe milisecunde. Sînt enumerate avantajele instrumentelor electronice față de eclatoarele cu sfere: precizie mai mare, utilizarea la tensiuni mai ridicate, condițiile atmosferice nu influențează măsurătoarea, se reduce timpul de măsurat precum și spațiul necesitat de instalație, se pot combina cu dispozitive de înregistrare nefiind necesare oscilogramele obișnuite, cameră obscură etc. Într-o schemă echivalentă este arătat modul de funcționare a acestor aparate electronice. Eroarea de măsură datorită impedanței de undă a cablului coaxial de racord este 1% față de ±3% la eclatoarele cu sfere. Impulsul înmagazinat este înregistrat de voltmetrele statice, de voltmetrele electronice sau de voltmetrele digitale, arătîndu-se pentru fiecare avantajele și dezavantajele.

În încheiere se arată în fotografie un astfel de instrument electronic utilizat în laboratoare și în cîmpuri de încercare. Un racord cu rezistență mare și altul cu rezistență mică permit racordarea la divizoare capacitive sau ohmice. Un comutator de polaritate permite măsuratul impulsurilor pozitive sau negative. Racordul la rețea se face printr-un transformator de izolare a cărei izolație este realizată pentru o tensiune de șoc de 20 kV. Urmează alte cîteva detalii privind proprietățile instrumentului.

Gh. C.

CZ 621.318 *Magneți. Electromagneți*

CZ 621.318.2 : 061.3

Fahlenbrack, H. **Magneți permanenți** (Conferința a a IV-a din Grenoble privind magneții permanenți). În: ETZ—B, nr. 10, 1971.

Profesorul L. Néel (premiul Nobel pentru fizică 1970), specialist în fero- și ferimagnetism, anunță că la fiecare 10 ani cerințele de materiale magnetice se dublează (la anumiți magneți creșterea de 100% are loc la 4 ani o dată). Progresele principale le-au făcut materialele puternic magnetizate. La magneții permanenți calitatea exprimată prin $(B.H)_{max}$ se dublează la fiecare 13 ani, ceea ce înseamnă că la un volum redus la jumătate al magnetului, dar menținîndu-se distanța dintre poli, se obține același cîmp magnetic. Pînă acum cei mai puternici magneți au fost obținuți din aliajul „pămînturilor rare", în special ale cobaltului. Ca aplicații ale magneților permanenți sînt indicate electromotoarele, datorită faptului că feritele au o stabilitate deosebită. În domeniul construcțiilor sînt relevate fixarea tavanelor prefabricate în schelele de fier, montajul ușilor și realizarea cofrajelor îmbinate doar prin forțe magnetice. „Tavanele magnetice" sînt confecționate dintr-o spumă de fenol cu o greutate de 1 kg/m². Se prevede o deosebită dezvoltare în utilizarea magneților la construcții precum și la înlocuirea roților de la vehiculele pe șine prin plutirea vehiculelor flotante cu ajutorul magneților supraconductori. Relativ la „construcțiile magnetice" sînt indicate o serie de proiecte privind aeroporturi, hale de expoziții, săli de universități și birouri. Pentru comenzile primite societatea „Panneau Magnétique" are în depozit 8 milioane m² de tavane magnetice.

Gh. C.

CZ 611 382.3 *Transistoare*

CZ 621.382.3 : 621.33

* * * **Utilizarea tiristoarelor de putere pe vehicule cu tracțiune electrică** (Journées de discussion de l'ASE sur l'utilisation des thyristors de puissance sur les engins-moteurs électriques) În: Bull. ASE, **62**, nr. 1, 1971, p. 1—85 și 62, nr. 3, 1971, p. 157—206.

În zilele de 3—4 noiembrie 1970 a avut loc la Zürich un simpozion asupra utilizării tiristoarelor de putere pe vehiculele cu tracțiune electrică, la care au participat specialiști din Europa, America și Asia. Prezentarea a 11 referate tratînd atît noile domenii de aplicații ale tiristoarelor în tracțiune, circuitele redresoare și invertoare folosite, perfecționările aduse motorului de tracțiune cît și problemele puse de perturbarea circuitelor de semnalizare și de telecomunicații de către mutatoare, a fost urmată de discuții în care au fost prezentate pe larg rezultate ale experienței obținute în ultimii ani în tracțiunea feroviară tiristorizată. S-au desprins următoarele concluzii:

— Deși în prezent numărul vehiculelor tiristorizate este redus (în Suedia, unde folosirea lor este cea mai avansată ele reprezintă 17% din parcul de vehicule feroviare), este de așteptat o creștere rapidă în următorii ani.

— Avantajele vehiculelor tiristorizate asupra celor convenționale sînt incontestabile. În tracțiunea monofazată la 50 Hz, unde se folosesc de mult diode redresoare semiconductoare este de așteptat o înlocuire treptată a diodelor cu tiristoare. Pe rețelele electrificate în curent monofazat de frecvență joasă $\left(16\frac{2}{3}\text{ Hz și }25\text{ Hz}\right)$ folosirea tiristoarelor este considerată ca deosebit de avantajoasă. Datorită regulatoarelor de curent continuu (chopper) tiristoarele se impun și în tracțiunea în curent continuu. În aceste aplicații reglajul tensiunii continue prin varierea lărgimii impulsului este preferat în general reglajului prin varierea frecvenței datorită faptului că frecvența constantă a chopperului poate fi aleasă astfel ca instalațiile de semnalizare existente să nu fie influențate de armonicile joase.

— Tiristorul permite atît în curent continuu cît și în curent alternativ realizarea frînării recuperative, dar problemele ridicate de acest fel de frînare nu sînt încă complet elucidate, așa încît în prezent vehiculele cu tiristoare sînt construite fie fără frînă electrică fie cu frînă reostatică.

— Fiabilitatea vehiculelor tiristorizate este de pe acum comparabilă cu cea a vehiculelor de construcție convențională.

— Pe rețelele monofazate sînt necesare măsuri speciale datorită energiei reactive mari ce apare la vehiculele tiristorizate. Consumul de energie reactive trebuie să fie minimalizat prin alegerea unor scheme adecvate (punte semicontrolată, comandă secvențială). Dacă vehiculele sînt prevăzute cu filtre de deparazitare, acestea pot fi folosite și pentru a furniza curentul reactiv. În caz contrar poate fi luată în considerare furnizarea centralizată de energie reactivă prin folosire de baterii de condensatoare în substații.

— În ultimul timp au fost analizate pe scară largă perturbațiile provocate de vehiculele tiristorizate rețelelor de semnalizare și de telecomunicații. Apare ca cert că la o putere dată perturbările produse de vehiculele tiristorizate sînt mult mai importante ca cele produse de vehiculele cu diode care la rîndul lor sînt cu un ordin de mărime mai mari ca cele provocate de vehiculele cu motor monofazat. Perturbările pot fi atenuate chiar pe vehicul prin alegerea unor scheme adecvate, unor unghiuri de comandă sau a unor frecvențe de lucru favorabile, dar nu pot fi eliminate. Se impun ca atare anumite modificări ale instalațiilor perturbate pentru reducerea sensibilității lor la perturbații. Natura modificărilor ce trebuie aduse este determinată în cea mai mare parte, însă executarea rapidă și completă a acestor modificări este frînată de vastitatea instalațiilor perturbate și de costul implicat de efectuarea modificărilor.

— Folosirea tiristoarelor pe vehicule tiristorizate este în esență o problemă de optimizare în care sînt implicate puterile vehiculelor raportate la greutatea lor, consumul de energie reactivă și activă, influențele exercitate asupra instalațiilor fixe și cheltuielile de investiție și întreținere.

Intră în aceste considerații nu numai vehiculul ci și instalațiile de alimentare cu energie, instalațiile de semnalizare, cele de siguranță și de telecomunicații.

O. L.

CZ 621.335 : 621.382.3.001.2

Germanier, R. și Hintze, H. **Dimensionarea circuitului de putere a vehiculelor motoare echipate cu tiristoare alimentate în curent alternativ** (Détermination du circuit de puissance des véhicules moteurs à thyristors alimentés en courant alternatif). În : Bull. ASE 62 nr. 1, 1971, p. 44—54.

Circuitul de putere a vehiculelor tiristorizate cuprinde transformatorul principal, blocul redresor, bobina de netezire, motorul de tracțiune și blocul de comandă a tiristoarelor. După ce se trec în revistă caracteristicile tiristoarelor se examinează diferitele scheme folosite în tracțiunea feroviară tiristorizată din punctul de vedere al efectului lor asupra factorului de putere al vehiculului și a armonicilor curentului primar. Se analizează apoi protecția redresoarelor la supratensiuni și scurtcircuit ca și proprietățile răcirii cu ulei și aer a blocului redresor. Reactorul de netezire este calculat așa încît să se asigure inductivitatea necesară limitării ondulației curentului redresat la o valoare dată. Motorul de tracțiune nu este examinat decît pe scurt, făcîndu-se o comparație între motorul cu excitație serie și cel cu excitație separată scoțîndu-se în evidență diferențele economice legate de slăbirea excitației la frînare electrodinamică. Se prezintă în final schemele de reglaj semiautomate a vitezei analizîndu-se comparativ diferitele realizări practice precum și perspectivele de dezvoltare în acest domeniu. Lucrarea este axată pe calculul schemelor ce și-au găsit o utilizare largă în tracțiunea tiristorizată și este ilustrată prin numeroase exemple numerice și grafice ce fac ca avantajele și limitările soluțiilor analizate să reiasă deosebit de pregnant.

O.L.

CRONICĂ

Noutăți în Industria Electrotehnică prezentate la Congresul IFAC PRP — Automation 2, Bruxelles, mai 1971

La 24 Mai 1971 s-a deschis la Bruxelles al II-lea Congres privind Automatizări în Industria Hîrtiei, Cauciucului și Maselor plastice (PRP-Automation), organizat de Federația Internațională de Automatică — IFAC.

La Congres au participat un număr de circa 400 delegați din : Austria, Belgia, Bulgaria, Canada, Elveția, Finlanda, Franța, R. D. Germană, R. F. a Germaniei, Irlanda, Italia, Luxemburg, Marea Britanie, Norvegia, Olanda, România, Spania, SUA, Suedia, Ungaria, URSS.

S-au prezentat un număr de 63 comunicări în cadrul a 13 sesiuni, axate pe următoarele patru teme :

I — *Măsurări și reglări de turații și întinderi* ;
II — *Aparatură de măsură* ;
III — *Reglarea proceselor de producție* ;
IV — *Evaluarea calității.*

În cadrul primei teme, ,,*Măsurări și reglări de turații și întinderi*'', s-au prezentat un număr de 7 lucrări cu profil electrotehnic, în special acționări electrice.

Lucrarea lui *B. Rodenbeck* (R. D. Germană), intitulată ,,Das Verhalten eines Drehzahlgeregelten Mehrmotorenantriebes in den letzten Antriebsgruppen einer Papiermaschine'', stabilește un model matematic care descrie comportarea ansamblului format dintr-un grup de motoare de c.c. ; fiecare motor este cuplat cu un grup de două role. Grupurile de role antrenează o bandă comună de hîrtie care are caracteristici diferite (diferite grade de umiditate) între diversele grupuri de role. Se studiază ce caracteristici mecanice trebuie să asigure reglarea acționărilor electrice pentru ca să se obțină o forță constantă de întindere a hîrtiei. Se scot în evidență diverse tipuri de perturbații și se ajunge la concluzia că, în funcție de tipul de perturbații, caracteristica mecanică a acționării nu trebuie să fie rigidă, ci mai mult sau mai puțin elastică.

L. Natens (Belgia) a prezentat în lucrarea ,,Enhancing the response speed and reducing the mechanical mounting tolerances of impulse tachometric systems'' un dispozitiv destinat a înlocui tahogeneratoarele în acele aplicații în care se cere precizie statică și dinamică deosebită. Procedeele de tahometrare prin impulsuri cunoscute oferă o precizie statică suficientă, însă au un timp de răspuns inadmisibil de lung. Procedeul prezentat se bazează pe măsurarea duratei unui impuls fotoelectric obținut în timpul deplasării unei fante antrenată cu viteza de măsurat. Se obține turația ca fiind proporțională cu inversul duratei impulsului. Măsuri speciale se iau pentru eliminarea impulsurilor parazite, și un calcul detaliat al erorilor completează lucrarea.

În lucrarea lui *J. Lemmrich* (R. F a Germaniei) intitulată ,,Frequenzanaloge Gleichlaufregelung für Durchlauftrockner'' se prezintă o acționare cu motor electric comandat prin chopper cu tiristoare. Acționarea trebuie să asigure sincronizarea mecanismului de uscare, antrenat de motor, cu mecanismul de imprimare anterior. Se face sincronizarea vitezei și a poziției, utilizîndu-se o comparație în frecvență și fază a două trenuri de impulsuri : un tren de impulsuri reprezintă valoarea de referință iar al doilea tren de impulsuri este obținut de la un tahometru numeric. Decalajul de fază între imprimantă și uscător trebuie să fie reglabil în funcție de materialul pe care se face imprimarea.

H. Frank (R. F. a Germaniei) prezintă în lucrarea ,,A high precision digital feed-forward speed control'' o schemă utilizată pentru acționări sincronizate cu motoare sincrone comandate prin tiristoare. Depinzînd de stabilitatea frecvenței trenului de impulsuri de comandă, soluția se poate utiliza și la acționări individuale. Principiul se bazează pe divizarea trenului de impulsuri de comandă, de înaltă frecvență, în trenuri de impulsuri de frecvență corespunzătoare turației dorite. Se exemplifică pentru cazul unei frecvențe de lucru de 130 Hz, obținîndu-se o precizie de 2.10^{-4} la o frecvență a trenului de impulsuri de comandă de 2 MHz.

În lucrarea ,,Computerized web tension control on a board machine'' de *Ö. Anderson* ș.a. (Suedia) se prezintă o soluție originală și rezultatele obținute în experimentarea unei reglări automate a întinderii între diverse secțiuni ale unei mașini de fabricare a cartonului, acționate individual. Se utilizează drept traductoare sensori de tip magnetoelastic, iar reglarea întinderii se face prin calculator de proces în bucle de reglare suprapuse reglării de turație.

Lucrarea lui *G. Figini* și *L. Tarantola* (Italia) intitulată ,,Equipement électronique de réglage d'une calandre pour tissu caoutchouté'' prezintă o soluție utilizată la acționările multiple ale unei linii de pînză cauciucată, cu patru cilindri antrenați prin motoare de c.c. Schema permite reglarea vitezei cilindrilor calandrelor, cu sau fără alunecare între cilindri.

În lucrarea lui *S. Anastasiu* (România) intitulată ,,Le réglage adaptatif de quelques asservissements électriques dans les industries du papier, du caoutchouc et des matières plastiques'' se evidențiază aspecte legate de precizia dinamică a acționărilor impusă de procesul tehnologic, în special în industria hîrtiei. Se analizează cazul acționărilor înfășurătoarelor și ale supercalandrelor, evidențiindu-se prezența

unor parametri variabili în timp. Se prezintă soluții avantajoase de reglare adaptivă a acționării și rezultate experimentale.

În cadrul celei de a II-a teme *„Aparatură de măsură"* s-au prezentat diverse tipuri de traductoare destinate determinării consistenței pastei de hîrtie, a temperaturii foliilor de material plastic, a presiunii și temperaturii topiturilor de polimeri. Două lucrări tratează aplicarea metodelor calculului analogic pentru studiul și optimizarea diverselor părți ale procesului tehnologic, în special bobinarea finală a fibrelor.

Se menționează în cadrul acestei teme lucrarea lui *M.S. Beck* (Marea Britanie) intitulată „Measurement of paper stock consistency by electrical methods" în care se prezintă o metodă electrică de măsurare a consistenței pastei în industria hîrtiei, bazată pe măsurarea variației conductivității unui jet de lichid în curgere turbulentă cu viteză constantă printr-o conductă. Componenta continuă a conductivității, ce poate fi afectată de perturbații (de ex. polarizarea pastei sau variația cu temperatura a conductivității medii a lichidului) nu este luată în considerare. Se prezintă rezultate experimentale obținute prin măsurare asupra pastei de hîrtie de ziar într-o punte standard alimentată la 1400 Hz.

În cadrul aceleiași teme *W. Detman* ș.a. (R. F. a Germaniei) prezintă în lucrarea „Halbleiter—Wechselstromstellgleder für die Temperaturregelung an Kunststoffverarbeitungsmaschinen" un dispozitiv tiristorizat pentru încălzirea electrică a extruderelor, prevăzut cu reglare bipoziționlă.

Tema a III-a *„Reglarea proceselor de producție"* a cuprins lucrări care au tratat probleme privind : algoritme pentru conducerea prin calculatoare a diverselor procese (*I. E. Vjukov* ș.a., *R. I. Sosnovski* ș.a. — URSS); aplicări ale reglării numerice directe DDC (*A. J. Pendlebury* ș.a. — Marea Britanie, *J. E. Eickelberg* ș.a. — SUA, *A. Fux* — Olanda); limbaje de programare specializate pentru calculatoare și minicalculatoare de proces sau interfețe (*O. Alsholm* ș.a. — Suedia, *J. B. Williams* — Marea Britanie, *J. S. Noble* ș.a.— Marea Britanie); simulări sau identificări de procese (*E. Arias* ș.a. — Finlanda, *N. S. Pirgach* — URSS), precum și reglări convenționale de diverse procese.

În cadrul temei a IV-a *„Evaluarea calității"* s-au prezentat diverse procedee de determinare a caracteristicelor produselor, ca de ex. determinări de greutăți, opacități, determinarea defectelor superficiale, a umidității ș.a. pe baza unor efecte optice, radioactive ș.a.

Cu ocazia congresului s-a organizat o expoziție de aparatură cu participarea a unui număr de circa 60 firme.

Dr. Ing. *Silviu Anastasiu*

Progrese în valorificarea energiei, în special prin folosirea complexă

A 8-a Conferință Mondială a Energiei, București, 28 iunie — 2 iulie, 1971

1. Organizarea și obiectivele conferinței mondiale a energiei

Conferința Mondială a Energiei, organizație tehnico-științifică internațională cu caracter neguvernamental, constituie un organ de legătură între diferitele ramuri ale tehnicii combustibililor și energiei, înlesnind și promovînd un cît mai larg schimb de experiență internațională. Conform statutelor sale: „Obiectivele Conferinței Mondiale a Energiei sînt promovarea dezvoltării și utilizării în scopuri pașnice a resurselor energetice spre folosul general, atît pe plan național cît și internațional".

Conferința Mondială a Energiei este condusă de către Consiliul Executiv Internațional, care constituie organul său permanent de conducere. România, membră fondatoare, în anul 1924, participă la lucrările Conferinței Mondiale a Energiei prin Comitetul Național Român pentru Conferința Mondială a Energiei. În prezent, organizația numără 67 de țări membre, iar sesiunile plenare au loc din trei în trei ani.

2. Desfășurarea celei de a 8-a Conferințe mondiale a energiei

București, capitala României, a găzduit în perioada 28 iunie—2 iulie 1971 pentru prima dată o sesiune a Conferinței Mondiale a Energiei. Ea a fost precedată de ședințe ale Consiliului Executiv Internațional, care au ținut o ședință și în ultima zi a conferinței și de ședințe ale comitetelor de lucru ale acestei organizații. Conferința a fost totodată precedată și urmată de o serie de excursii de studii la care parcicipanții au avut ocazia să cunoască unele realizări industriale și cu caracter energetic și să viziteze frumoasele regiuni turistice ale României.

Lucrările conferinței au avut loc în sălile edificiului Sala Palatului Republicii Socialiste România.

Ședințele tehnice s-au desfășurat în :

— Sala A (sala mare a Palatului) cu o capacitate de circa 3 000 locuri ;

— Sala B (sala mică a Palatului) cu o capacitate de circa 500 locuri ;

Totodată, în timpul conferinței au avut loc:

— ședința "Centrul de documentare energetică", luni 28 iunie 1971, avînd ca obiect o dezbatere a reprezentanților Comitetelor Naționale, desemnați în acest scop, privind oportunitatea creării unui centru de documentare energetică ;

— conferințele de masă rotundă, vineri 2 iulie 1971, cu temele : „Transportul de mari cantități de căldură la distanțe mari" și „Energia și mediul înconjurător".

2.1. *Tema și programul tehnic*

Tema celei de a 8-a Conferințe Mondiale a Energiei : „PROGRESE ÎN VALORIFICAREA ENERGIEI, ÎN SPECIAL PRIN FOLOSIRE COMPLEXĂ" a fost propusă de Comitetul Național Român și acceptată de Consiliul Executiv Internațional. Această temă acoperă o gamă largă de subiecte generale și speciale în legătură cu valorificarea superioară a energiei. Ea a fost împărțită în cinci diviziuni, fiecare fiind subîmpărțită în secții, după cum se arată în tabelă.

2.2. *Participarea și cadrul organizatoric*

La conferință au participat delegați din 51 de țări și din partea a 23 organizații internaționale. Numărul total al participanților a fost de circa 2 400 din care circa 1 900 din străinătate (circa 500 au fost persoane însoțitoare). Participanții români la conferință au fost în număr de circa 500.

În total a fost prezentat un număr de 234 de rapoarte întocmite de specialiști din 37 țări și din cadrul a două organizații internaționale ONU și CAER. Participanții români au contribuit cu 23 de rapoarte. Pentru fiecare din cele cinci diviziuni, s-a întocmit cîte un raport general de către doi specialiști români. Au prezentat un număr mai mare de rapoarte următoarele Comitete Naționale :

România	23	Marea Britanie	16
Franța	20	R.F.G.	15
S.U.A.	20	U.R.S.S.	15
Japonia	17	Canada	13

2.3. *Ceremonia de deschidere*

Ceremonia de deschidere a avut loc luni 28 iunie 1971 în Sala Palatului Republicii Socialiste România în prezența președintelui Consiliului de Stat al Republicii Socialiste România Nicolae Ceaușescu și a președintelui Consiliului

Tabela

Diviziunea	Secţia	Domeniu
1 CERERI DE ENERGIE: ASPECTE NOI ÎN DEZVOLTAREA TEHNICA ŞI ECONOMICĂ	1.1 1.2 1.3 1.4 1.5 1.6	Industrie Consumul casnic de energie Centre populate noi sau în dezvoltare rapidă Agricultură Alte domenii (transport comerţ) Consum total de energie
2 PROGRESE NOI SAU PROGRESE CU CARACTER GENERAL PRIVIND AMELIORAREA PROCESELOR SEPARATE DE PRODUCERE, DE TRANSPORT, DE TRANSFORMARE ŞI DE CONSUM	2.1 2.2 2.3 2.4 2.5	Consideraţii economice şi concepţia generală Energia hidraulică Combustibili clasici Energie nucleară Alte surse de energie şi de producere directă a energiei electrice
3 SCHEME ŞI INSTALAŢII PENTRU UTILIZĂRI COMPLEXE ALE ENERGIEI ÎN SCOPURI MULTIPLE	3.1 3.2 3.3 3.4 3.5 3.6	Principii generale sau concepţii de ansamblu care pot îmbunătăţi valorificarea energiei prin utilizarea complexă Utilizarea complexă a resurselor hidraulice Utilizarea complexă a combustibililor clasici în industrie Utilizarea complexă a combustibililor clasici în alte domenii Utilizarea complexă a combustibililor clasici pentru alimentarea cu energie a centrelor populate noi sau în dezvoltare rapidă Utilizarea complexă a energiei nucleare
4 METODE NOI DE CALCUL TEHNIC ŞI ECONOMIC PROMOVÎND O MAI BUNĂ UTILIZARE A ENERGIEI	4.1 4.2 4.3	Metode noi privind prognoza evoluţiei consumului de energie Metode pentru calculul unei mai bune utilizări a energiei Criterii de evaluare a investiţiilor şi a cheltuielilor anuale şi metode de defalcare pe diferite utilizări
5 IMPLICAŢII ECONOMICE ŞI SPECIALE ALE ÎMBUNĂTĂŢIRII UTILIZĂRII ENERGIEI	5.1 5.2	În ţările industrializate În ţările în curs de dezvoltare

de Miniştri Ion Gheorghe Maurer — sub al căror înalt patronaj s-au desfăşurat lucrările Conferinţei. Au asistat peste 2 500 de invitaţi, delegaţi oficiali, participanţi şi însoţitorii acestora din 50 de ţări ale lumii.

Cuvîntul de deschidere a fost rostit de Octavian Groza, preşedintele Comitetului de Organizare a celei de-a 8-a Conferinţe Mondiale a Energiei şi preşedintele Comitetului Naţional Român pentru Conferinţa Mondială a Energiei.

Preşedintele Consiliului de Stat al Republicii Socialiste România Nicolae Ceauşescu a rostit un cuvînt de salut adresat participanţilor la Conferinţă, urmărit cu viu interes şi aplaudat îndelung de cei prezenţi. În numele participanţilor, preşedintele Comitetului de Organizare al Conferinţei, Octavian Groza, a mulţumit preşedintelui Consiliului de Stat al României pentru cuvîntul de salut şi urările de succes adresate Conferinţei.

A luat apoi cuvîntul preşedintele Conferinţei Mondiale a Energiei P.S. Neporojnii, ministrul energeticii şi electrificării U.R.S.S., care a mulţumit guvernului român şi Comitetului de Organizare şi a menţionat interesul manifestat pentru tematica Conferinţei.

În a doua parte a şedinţei dl. P.S. Neporojnii a prezentat raportul prezidenţial „Prezentul şi viitorul energeticii mondiale", în care sînt trecute în revistă cele mai noi realizări obţinute în domeniul energiei de la precedenta conferinţă şi a schiţat perspectivele energeticii mondiale.

În continuarea lucrărilor, Conferinţa a fost salutată de preşedintele Consiliului Executiv Internaţional, Walker Cisler, care a transmis şi un mesaj adresat de Sir Harold Hartley, preşedinte de onoare al Consiliului Executiv Internaţional. Participanţii la Conferinţă au fost salutaţi apoi din partea unor comitete naţionale de preşedinţii respectivi şi anume de Roger Gaspard (Franţa), László Heller (Ungaria), Gordon Mac Nabb (Canada), John Reginald Cotrim (Brazilia) şi Eduardo Lombardi-Vallauri (Italia), precum şi din partea secretarului general al O.N.U. U Thant de reprezentantul său Pierre Sevette, directorul Diviziei Energiei din Comisia Economică pentru Europa a O.N.U., de Victor Constantinescu reprezentantul Consiliului de Ajutor Economic Reciproc şi Kristian Laading, reprezentantul Organizaţiei pentru Cooperare şi Dezvoltare Economică.

2.4. *Şedinţele tehnice*

Diviziunile programului tehnic au avut un număr diferit de şedinţe şi anume:

Diviziunea	Număr de şedinţe
1	2
2	3
3	3
4	2
5	1

Cele 234 rapoarte şi cele 5 rapoarte generale prezentate la cea de-a 8-a Conferinţă Mondială a Energiei au format baza discuţiilor tehnice.

În cursul celor 11 şedinţe tehnice au fost prezentate 272 intervenţii.

Diviziunea 1 cu tematica „Cereri de energie: aspecte noi în dezvoltarea tehnică şi economică", a reunit 28 de rapoarte. Raportorii generali, V. Antonescu şi A. Mişu (România au supus discuţiei o serie de probleme referitoare la:

— influenţa progreselor tehnice asupra consumului de energie al industriei, formele de energie, consumurile specifice şi consumurile totale;

— creşterea rapidă a cererilor de energie pentru scopuri paşnice, consumul de energie al centrelor populate noi sau în dezvoltare rapidă, pentru agricultură şi influenţa acestora asupra structurii şi dezvoltării consumului total de energie;

— problemele consumului total de energie.

În şedinţele diviziunii conduse de Sir W.H. Connoly (Australia), vicepreşedinţi fiind A.G. Mutdogan (Turcia) şi C. Mihăileanu (România) au luat cuvîntul 35 de participanţi.

Intervenţiile s-au polarizat în special în jurul următoarelor probleme:

— alimentarea cu energie a noilor oraşe şi a centrelor aglomerate; discuţiile la această problemă au prezentat puncte de vedere diferite, ceea ce după părerea noastră subliniază importanţa şi actualitatea problematicii;

— soluțiile de miniaturizare a instalațiilor de distribuție urbană și optimizarea rețelelor urbane, introducerea vehiculelor electrice;

— previziuni pentru dezvoltarea și structura consumurilor de energie pentru următorii 20—30 ani, menținerea în continuare a importanței combustibililor clasici, creșterea treptată a producerii energiei electrice în consumul total de energie.

Discuțiile au pus în evidență interesul deosebit pentru căile de soluționare a problemelor energetice ale orașelor noi sau în dezvoltare rapidă și atragerea unor noi resurse de energie pe lîngă dezvoltarea în continuare a resurselor clasice.

În diviziunea a 2-a cu tematica: „Procese noi sau progrese cu caracter general privind ameliorarea proceselor separate de producere, de transport, de transformare și de consum de energie" au fost prezentate 82 de rapoarte. Raportorii generali C. Burducea și Fl. Iorgulescu (România) au supus discuției un număr mare de probleme, grupate în cele trei ședințe tehnice ale diviziunii:

— concepția asupra dezvoltării sistemelor energetice;

— probleme de detaliu asupra proiectării, dezvoltării și exploatării instalațiilor din sistemele energetice;

— combustibilii clasici (cărbune, țiței, gaze), energie nucleară și alte resurse precum și în problemele referitoare la combustibilii în afara producerii de energie electrică.

În ședințele diviziunii conduse de lordul Hinton of Bankside (Marea Britanie), vicepreședinți fiind C. Th. Kromer (Republica Federală a Germaniei) și C. Dinculescu (România) au luat cuvîntul 95 de participanți.

În discuție au fost aduse clarificări într-o serie de domenii:

— determinarea structurii optime a puterilor care trebuie instalate în sistemele energetice;

— determinarea puterilor maxime ale blocurilor din centralele electrice; în această problemă au fost evidențiate o serie de idei dintre care menționăm: tendința manifestată, în țările europene, de a utiliza în centralele termoelectrice clasice a grupurilor cu putere maximă de 500—600 MW și în centralele nuclearo-electrice — dat fiind puterea reactoarelor a grupurilor de 1 000—1 200 MW, necesitatea utilizării mai intensive a unui palier — avînd în vedere „caracterul de sacrificiu" din punctul de vedere al disponibilității primelor unități noi, interdependența dintre nivelul maxim al tensiunii rețelei de transport și puterea unitară a grupului, echiparea centralelor cu un număr redus de grupuri pentru crearea unei mai mari elasticități în alegerea amplasamentelor;

— ameliorarea ciclurilor termice;

— realizarea unor centrale cu ciclu combinat abur-gaze;

— dezvoltarea în continuare a interconexiunii sistemelor energetice;

— ameliorarea folosirii surselor hidraulice, prin îmbunătățirea echipamentelor și reducerea investițiilor specifice;

— preocupările pentru ameliorarea concepției tehnice a diferitelor tipuri de reactoare precum și a combustibilului nuclear;

— obținerea directă a energiei electrice;

— reducerea poluării.

Diviziunea 3 cu tematica: „Scheme și instalații pentru utilizări complexe ale energiei în scopuri multiple" a totalizat 52 rapoarte. Principalele idei relevate de raportorii generali I.D. Stăncescu și C. Moțoiu (România) se referă la:

— dezvoltarea și ameliorarea instalațiilor de producere combinată de căldură și energie electrică;

— preocupări cu privire la amenajările hidroenergetice complexe cu echilibrarea debitelor între bazine diferite și o mai rațională realizare de scheme, care cuprind acumulări mari, stații de pompare și transport de apă la mari distanțe;

— combinarea de procese în industrie, avînd ca scop ameliorarea bilanțurilor de căldură și de materiale;

— amplificarea și adîncirea preocupărilor pentru folosirea resurselor energetice secundare, a recuperării căldurii și a utilizării frigului;

— alimentarea cu energie a marilor aglomerații urbane pentru care există opțiuni pentru puncte de vedere diferite;

— introducerea surselor nucleare pentru procese combinate în industrie și la desalinarea apei de mare.

În ședințele diviziunii conduse de P. Wyart (Franța)) vicepreședinți fiind W. Fiszer (Polonia) și V.I. Nitu (România, au luat cuvîntul 63 de participanți.

Discuțiile s-au concentrat în principal asupra:

— direcțiilor de dezvoltare ale producerii combinate de energie electrică și căldură și asupra consecințelor tehnice și economice pe care aceasta le are. S-a conturat de asemenea importanța poluării ca factor ce trebuie avut în vedere la alegerea soluțiilor de alimentare cu căldură;

— ameliorările posibile în industria siderurgică, unde reducerea consumului de cocs este încă în curs și unde în această ramură industrială veche au loc mutații serioase în procesul tehnologic;

— consecințele combinării energetice a unor procese industriale diferite și necesitatea de a analiza această problemă la nivelul ansamblului sistemului;

— introducerea energiei nucleare în procese combinate de producție și dezvoltarea acestei posibilități pentru industrie, încălzire urbană și desalinare;

— alimentarea cu energie a noilor centre urbane;

— recuperarea resurselor energetice și în special a frigului la transportul gazelor combustibile lichefiate.

Ținînd seama de complexitatea și particularitatea problemelor puse de alimentarea cu energie în special a centrelor populate noi sau în curs de dezvoltare rapidă, fapt subliniat și în diviziunea 1, s-a propus a se solicita Comitetului Executiv Internațional să examineze posibilitatea de a forma un comitet ad-hoc pentru studiul acestei probleme.

Diviziunea 4, care a avut ca temă: „Metode noi de calcul tehnic și economic în scopul unei mai bune puneri în valoare a energiei" a reunit 55 de rapoarte. Raportorii generali E. Pavel și S.T. Popa (România) au supus discuției următoarele probleme:

— elaborarea previziunilor pe diverse termene, legate de consumul de energie, chestiunile legate de confirmarea în practică a previziunilor elaborate în trecut și cele legate de diferențele ce apar între elementele de bază necesare pentru prognozele pentru diferite termene;

— concordanța dintre calculele de optimizare și rezultatele aplicării în practică a concluziilor calculelor precum și aprecierea tendințelor de dezvoltare care decurg din calculele de optimizare;

— dezvoltarea calculelor de fiabilitate a instalațiilor, în particular cele legate de conceptele de fiabilitate în energetică și de uniformizarea statisticilor care să favorizeze calculele de fiabilitate;

— elaborarea de metode unificate de repartizare a investițiilor și cheltuielilor anuale între diversele utilizări în cadrul utilizării complexe a purtătorilor de energie primară;

Ședințele tehnice au fost conduse în lipsa președintelui A.M. Angelini (Italia) de vicepreședinții R. Răduleț (România) și K. Oshima (Japonia) totalizînd 59 intervenții.

Din discuțiile purtate au apărut următoarele propuneri care apar interesant a fi reținute spre examinare:

— una dintre țări sau un grup de țări să ia inițiativa de a conduce cercetări în ceea ce privește analiza metodelor de prognozare a consumurilor de energie, în scopul de a furniza celorlalte țări indicații mai practice referitoare la metodele cele mai bine adaptate scopurilor de atins;

— să se creeze un comitet ad-hoc în care un grup de țări să preia răspunderea:

● unor cercetări necesare în vederea stabilirii unui sistem de concepte coherente în domeniul fiabilității sistemelor energetice;

● organizării unor schimburi de informații asupra funcționării echipamentelor energetice în diverse țări, avînd drept obiectiv crearea unei „bănci" de date asupra fiabilității și problemelor conexe;

● studierii posibilității de a exploata rezultatele acestor cercetări.

Diviziunea 5 cu tematica: „Implicații economice și sociale ale îmbunătățirii utilizării energiei" a reunit 17 rapoarte. Raportorii generali N. Gheorghiu și A. Schwefelberg (România) au supus discuției următoarele probleme:

— dependența între dezvoltarea economică și socială și dezvoltarea consumului de energie;

— rolul energiei electrice în ameliorarea randamentului utilizării resurselor energetice;
— electrificarea — criteriu de dezvoltare economică și socială;
— electrificarea rurală ca factor de ameliorare a condițiilor sociale și economice;
— rolul electrificării în planurile de dezvoltare ale economiei naționale.

În ședința diviziunii, condusă de A.A. Bestcinski (URSS), vicepreședinți fiind H.G. Guha (India) și I. Herescu (România), au luat cuvîntul 20 participanți.

Intervențiile s-au axat, în principal, asupra următoarelor probleme:
— rolul motor al energiei electrice în dezvoltarea economică atît a țărilor industrializate, cît și a celor în curs de dezvoltare;
— influența nocivă a instalațiilor de producere și consum a energiei asupra mediului;
— criterii de luat în considerare la amplasarea unei mari instalații energetice, din punct de vedere al influenței asupra mediului;
— raționalizarea consumului de energie;
— interdependența între creșterea consumului de energie și modificările în structura socială.

În cadrul discuțiilor s-a propus înființarea unui Comitet însărcinat cu studiul problemelor puse de electrificarea rurală, care constituie un factor de ameliorare a condițiilor sociale și economice.

2.5. *Ședința „Centrul de documentare energetică"*

Ședința Centrului de Documentare Energetică, prezidată de J. Couture (Franța), vicepreședinte fiind W. Carlson (S.U.A.), și-a propus să pună în discuție căile de continuare și extindere a preocupărilor de organizare a documentării și informației în domeniul energiei, inițiate de către Comitetele naționale francez, englez și american.

Raportul prezentat de G. Nerot (Franța) a cuprins o trecere în revistă a activității desfășurate pînă în prezent în acest domeniu de Conferința Mondială a Energiei.

În cadrul discuțiilor s-au arătat realizările unor organizații internaționale, necesitatea de a coordona această activitate și de a asigura accesul utilizatorilor la informațiile existente. În concluziile prezentate de J. Couture s-a subliniat necesitatea de a se defini sfera informațiilor necesare despre energie și de a se crea o terminologie unitară ca instrument obligatoriu pentru organizarea unei circulații corecte a informației.

S-a hotărît ca un grup de lucru compus din participanți ai mai multor țări să fie însărcinat cu definirea precisă și îndeplinirea sarcinilor în problema documentării în energie.

2.6. *Conferințe de masă rotundă*

Masa rotundă: „Transportul de mari cantități de căldură la mare distanță".

Ședința mesei rotunde avînd ca temă transportul de mari cantități de căldură la mare distanță a fost prezidată de S. Wetterundh (Suedia) și a avut ca moderator pe I.D. Stăncescu (România).

Dezbaterile s-au referit la:
— transportul căldurii la distanță folosind sistemul monotubular;
— transportul căldurii la distanță în condițiile folosirii a surse de căldură a centralelor nuclearo-electrice;
— stocarea căldurii în sistemele de transport etc.;

În concluziile dezbaterilor a fost subliniat interesul pentru tema supusă discuțiilor și progreselor tehnice obținute în domeniul respectiv.

Masa rotundă: „Energia și mediul înconjurător"

Ședința a fost prezidată de H. Tomindga (Japonia), moderator fiind R. Clark (Marea Britanie).

Moderatorul a propus spre discuții problemele:
— poluarea aerului cu diverse substanțe nocive;
— poluarea apelor prin infectare și încălzire;
— lupta împotriva poluării pe plan social și umanitar.

În ședință a fost subliniat interesul major al participanților pentru discuțiile purtate, care au constituit un schimb util de experiență între specialiști, un mijloc de a beneficia de o informare largă asupra rezultatelor tehnice, a măsurilor ce se recomandă pentru industrie și administrația de stat în combaterea poluării.

2.7. *Ceremonia de închidere*

Ceremonia de închidere a avut loc vineri 2 iulie 1971 în sala Palatului Republicii Socialiste România. Deschizînd ședința, Walker Cisler, președintele Consiliului Executiv Internațional, a elogiat activitatea desfășurată în fruntea Conferinței Mondiale a Energiei de P.S. Neporojnii, care se va bucura în continuare de privilegiile de fost președinte al acestei organizații și a dat citire rezoluției Consiliului Executiv Internațional adresată guvernului și poporului sovietic în care se exprimă compasiunea pentru moartea tragică a celor trei cosmonauți de pe nava Soiuz 11.

P.S. Neporojnii a mulțumit pentru condoleanțele prezentate și a predat apoi prerogativele prezidențiale noului președinte al Conferinței Mondiale a Energiei, Octavian Groza, ales în această înaltă funcție de Consiliul Executiv Internațional.

Noul președinte, Octavian Groza, și-a prezentat discursul său inaugural și a mulțumit celor care au contribuit la pregătirea și desfășurarea Conferinței de la București.

A luat apoi cuvîntul Vasile Nitu, responsabilul Comisiei de Rapoarte, care a înfățișat bilanțul activității ședințelor tehnice.

Eric Ruttley, secretar general al Conferinței Mondiale a Energiei, a dat citire unei rezoluții de mulțumiri pentru organizarea Conferinței. Rezoluția a fost susținută de reprezentanții unor comitete naționale și anume de E. Canepa (Argentina), N. Woodruff (S.U.A.), R. Marcovic (Iugoslavia), E. Zielinski (Polonia), precum și de A.R. Cooper președintele Conferinței Internaționale a Marilor Rețele Electrice (C.I.G.R.E.).

Ședința a fost închisă de președintele Consiliului Executiv Internațional Walker Cisler.

★

Cea de-a 8-a Conferință Mondială a Energiei ținută la București a reprezentat un interes deosebit atît prin numărul mare de rapoarte și discuții, prin nivelul acestora cît și prin schimbul de experiență direct realizat.

La Conferință au luat parte mulți dintre cei mai distinși specialiști energeticieni din toate țările lumii.

Participanții la Conferință au avut totodată ocazia să cunoască în mod nemijlocit o serie de importante realizări ale dezvoltării economice și social-culturale a României.

Prof. dr. ing. *Vasile Nitu*
Ing. *Carol Goldenberg*

SCURTE ŞTIRI

Comisia VDI a reducerii zgomotelor a elaborat un proiect de directive (VDI 2562) corespunzător, în scopul unei eficacităţi sporite a reducerii zgomotului produs de vehiculele care circulă pe şine.

Din: ETZ-B, nr. 10, 1971

În scopul protecţiei aerului contra poluării în R. F. a Germaniei se vor reduce tarifele energiei electrice pentru încălzitul electric precum şi impozitele pentru autovehiculele electrice (electromobile).

Din: ETZ-B, nr. 10, 1971

Un aparat pentru depistarea insuficienţelor cardiace a fost realizat de Institutul de cercetări al medicinei nucleare din Jülich. Pacientului i se injectează în braţ izotopul radioactiv „Indium 113". Aparatul ţinut în faţa pieptului înregistrează momentul sosirii şi timpul de trecere al izotopului adăugat sîngelui. La pacienţii bolnavi „timpii de trecere" sînt mai lungi.

Din: ETZ-B, nr. 10, 1971

Încălzirile centrale alimentate electric cîştigă tot mai mult teren în Anglia. Din instalaţiile realizate în perioada octombrie-decembrie 1970, 46% sînt alimentate electric, 35% cu gaze, 9% cu cărbuni şi 9% cu păcură.

Din: ETZ-B, nr. 10, 1971

Un „grill" uriaş încălzeşte în portul Oxelösund (Suedia) în cîteva minute minereul îngheţat din vagoanele care urmează să fie descărcate. Într-o hală de 15 m lungime, 9 bobine de inducţie din bare de aluminiu încălzesc într-un minut două vagoane la 75÷100°C.

Din: ETZ-B, nr. 10, 1971

Pentru controlul creşterii de temperatură a apei din mare datorită apei de răcire a centralelor energetice, s-au instalat în golful Mexico geamanduri la diferite adîncimi, care, pe calea undelor şi prin computeri transmit valorile temperaturilor unei centrale.

Din: ETZ-B, nr. 10, 1971

Pentru transmiterea subterană a energiei, în S.U.A. s-au realizat unele construcţii subterane de transformatoare, condensatoare, întreruptoare, prize etc. care pot fi îngropate direct în pămînt.

Din: ETZ-B, nr. 10, 1971

Primul tramvai electric din lume a circulat cu 90 de ani în urmă la Berlin între gara Anhalt şi Lichterfelde—realizare a lui Werner von Siemens. Instalaţia funcţiona cu curent continuu 180 V, şinele servind pentru dusul şi întorsul curentului. La încrucişări contactul era întrerupt, vehiculul trebuind să-şi continue mersul datorită inerţiei.

Din: ETT-B. nr. 12, 1971

Cu o centrală de ceasornice cu cîteva mii de ceasornice secundare vor fi înzestrate de întreprinderea Patek Philippe Geneva toate clădirile guvernamentale şi administrative din oraşul Berna. Abaterea maximă pe an este de 1 ms; această precizie este realizată prin trei oscilatoare cu cuarţ şi o corecţie automată de la ceasornicul atomic al unui observator astronomic.

Din: ETZ-B, nr. 5, 1971

Folosind un creion special şi un suport format dintr-o reţea de conductoare prin care se trimit impulsuri la intervale de 200 μs, se pot alimenta acum calculatoare cu informaţii scrise cu mîna.

Din: ETZ-B, nr. 4, 1971

Un generator pentru o centrală nucleară din S.U.A. executat cu firma BBC din Elveţia are rotorul de 165 t; aceasta fiind greutatea cea mai mare a unui rotor, realizată pînă în prezent.

Din: ETZ-B, nr. 4, 1971

Centralele hidroelectrice şi termoelectrice din Uzbekistan Kazahstan şi Kirghizia sînt interconectate şi legate la reţeaua energetică U.R.S.S. printr-o linie de 500 kV, de 1 500 km lungime.

Din: ETZ-B, nr. 5, 1971

Tele-sateliţii viitori urmează a fi alimentaţi de pe pămînt printr-un laser de mare eficienţă, putînd transmite energii de cîteva mii de kW unei oglinzi de 3 m, rotind la 320 km în jurul pămîntului.

Din: ETZ-B, nr. 5, 1971

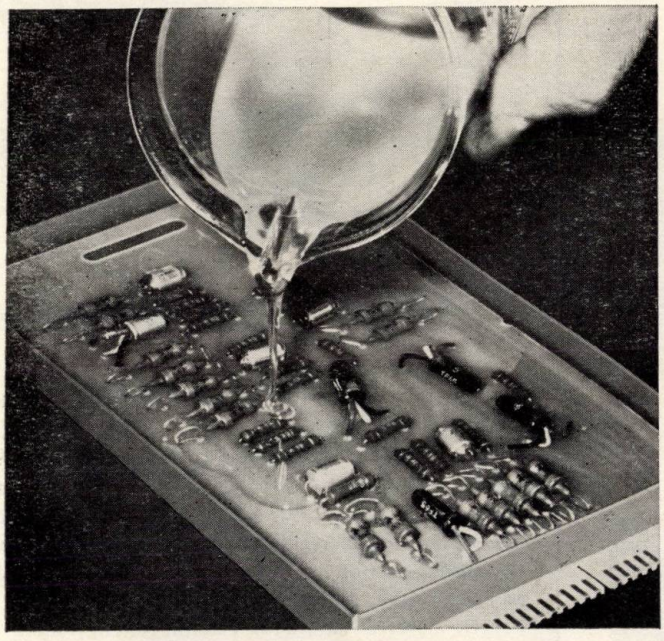
O sursă de radiaţie electronică de 36 kW, care oferă o siguranţă ridicată, însă la un preţ mai ridicat faţă de procedeele actuale s-a dezvoltat în S.U.A. pentru lucrări de excavaţii în tunele şi galerii miniere.

Din: ETZ-B, nr. 5, 1971

S4668

Protecție contra vibrațiilor și umidității

Vibrațiile și umiditatea influențează funcționarea elementelor constructive electronice. Protejați deci piesele importante prin SilGel, o substanță de impregnare din silicon-cauciuc-transparent.



SilGel

are aspectul cauciucului, este rezistent la căldură și frig, protejează contra apei, prezintă rezistență la intemperii și îmbătrînire, are însușiri electrice favorabile și este bun conducător de căldură.

SilGel se poate prelucra ușor și se solidifică la temperatura mediului ambiant.

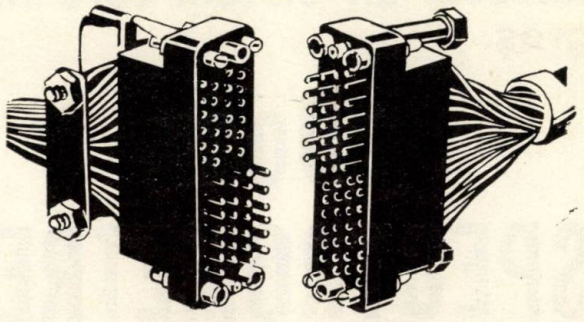
Ca materiale netransparente pentru impregnare și turnare vă recomandăm varietățile noastre verificate de silicon-cauciuc, care se pot vulcaniza la rece.

Vă stăm cu plăcere la dispoziție cu sfaturi și cu prospectele noastre.

WACKER-CHEMIE GMBH

8 München 22, Postfach
Republica Federală a Germaniei

PUBLICOM



RACORDURI MULTIPLE „MDM"

În cadrul vastei game de produse realizate de AMP, se găsesc și racordurile speciale multiple corespunzătoare pentru conectarea simultană a mai multor conductori.
Astfel, se pot obține „racorduri MDM" cu următoarele numere de căi :

2—4—6—7—14—20—26—34—50—75—104—160.

Contactele, conectate electric la conductor prin „ondulare", procedeu special ce permite legătura electrică între contacte și conductor prin strivirea acestuia într-un sediu opus contactului, sînt introduse într-o carcasă care formează corpul racordului, realizată din rășini fenolice au dialilsftalate.

— Valoarea curentului pentru un contact este de 13 A (contacte speciale permit să ajungă pînă la 36 A).
— Contactele pot fi acoperite cu aur, nichel sau cositor.
— Temperatura admisibilă :
  pentru carcasele din rășini fenolice —55°C÷+125°C ;
  pentru carcasele din rășini dialilftalate —65°C ÷ +150°C
— Posibilitate de inserare a cablurilor coaxiale în carcasele menționate mai sus.
— Largă gamă de dispozitive atît pentru serii reduse cît și pentru serii mari.

Pentru informații suplimentare vă rugăm a scrie la :

AMP
AMP Italia S.p.A.

C.so F.lli Cervi 15
tel. 78.56.56 (10 linee)
10093 COLLEGNO (Torino)

PUBLICOM

Pentru rezultate bune vă este necesar un sistem care nu dă greș.

Doar SPECTROMETRELE

TESLA BS 487 B

Acest aparat de înaltă perfecțiune, pentru realizarea de analize cu ajutorul rezonanței miezului magnetic, este înzestrat cu un obturator interior homonuclear, cu o corecție automată a omogenității, cu contor electronic și cu dispozitiv plat de înregistrare. El lucrează cu o deosebită precizie a analizei și nu alterează proba.

Avantaje :

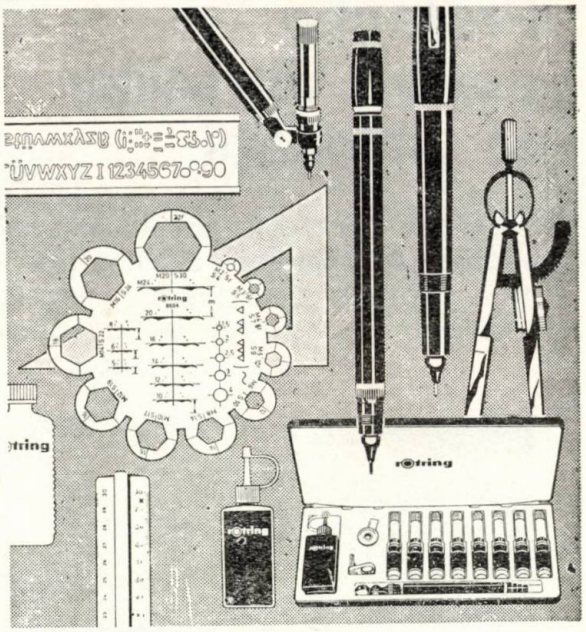
Frecvența standard 80 MHz /^{1}H, ^{19}F/
Alte frecvențe de lucru 60 MHz /^{1}H, ^{19}F/
20 MHz /^{11}B, ^{13}C/
Puterea rezolvantă 5.10^{-9} (garantat); realizabil 3.10^{-9}
Sensibilitatea 25 :1 din cvartetul CH_2
din 1 % de benzol etilic (garantat) ; realizabil 30: 1
Greutatea magnetului doar 1 300 kg

Informații detaliate:

KOVO FOREIGN TRADE CORPORATION
ELECTRONICS
TŘ. DUKELSKÝCH HRDINŮ 47
PRAHA-CZECHOSLOVAKIA
Telex: PRAHA 283 Tel; 3801

TESLA

PUBLICOM



rotring
macht das Zeichnen leichter

Pe baza renumitului Tintenkuli a fost dezvoltat stiloul cu tuș Rapidograph, primul stilou cu tuș din lume, cu sistem tubular și mecanism cu piston, pentru desen tehnic, cu 10 grosimi de linii de la 0,1 la 1,2 mm. Sistemul schimbabil Variant contribuie la o mai bună raționalizare a lucrărilor de desen. Pot fi realizate 10 grosimi de linii de la 0,1 pînă la 1,2 mm folosind un singur suport.

Pentru scrierea curată și exactă, Rotring oferă un sistem variabil Varioscript pentru 16 mărimi de litere de la 1,4 la 20 mm.

Special pentru desenul pe material plastic a fost confecționat stiloul cu tuș Foliograph pe baza sistemului interschimbabil, cu vîrf de safir, pentru 8 grosimi de linii de la 0,15 la 1,2 mm. De asemenea a fost adoptat pentru tușuri dizolvante de folii și solubile în apă. Cu Rotring se poate desena mai ușor — mai repede — mai rațional !

- Asigură o durată lungă de funcționare datorită vîrfurilor tubulare rezistente la uzură
- Ușurează alegerea grosimii necesare
- Trasează linii uniforme cu margini bine definite
- Asigură lucrări curate
- Are un rezervor de tuș de mare capacitate
- Se reîncarcă în mod simplu
- Se poate curăța ușor

O vastă gamă de instrumente de desen indispensabile în cazurile în care se cere o înaltă precizie : stilou de tuș, tuș de desen, șablon de scris și desenat, linii, echere, compasuri.

RIEPE — WERK 2 Hamburg — 54
POSTFACH 13 529 R.F.G.

REPUBLICA FEDERALĂ A GERMANIEI

Vă rugăm cereți prospecte!

PUBLICOM

PRODUSUL CU PARAMETRII TEHNICI MONDIALI

SIGNALTRON® SYSTEM

ASIGURĂ IMBUNĂTĂŢIREA CALITĂŢII ORGANIZĂRII ŞI A TEHNICII CONDUCERII

SERVEŞTE LA INFORMAREA OPTICĂ A DATELOR ALFANUMERICE

- ÎN TRANSPORTUL AERIAN
- FEROVIAR
- ŞI MARITIM
- ÎN INDUSTRIE
- ÎN BĂNCI
- ŞI ÎN OFICII

Cereţi informaţii amănunţite şi oferte fără angajament

Intreprindere cu o tradiţie de 135 ani, membră a trustului ZPA

PRAGOTRON

Praha 9

Exportă

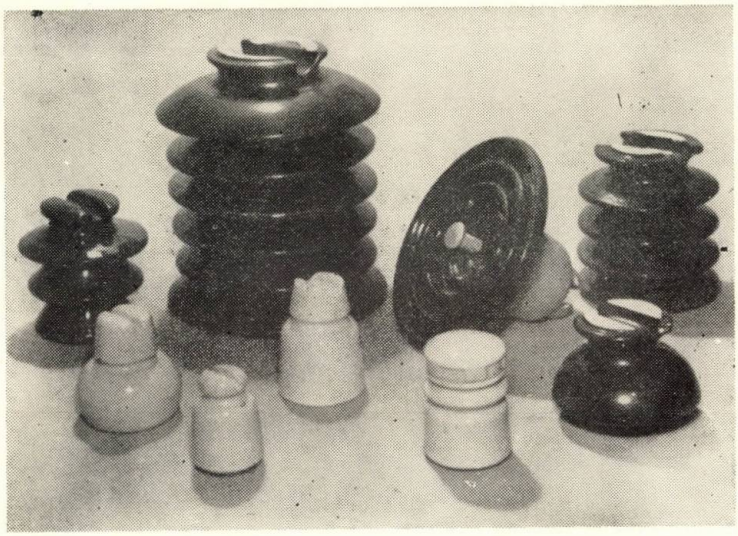
MERKURIA

PZO/Intreprindere a comerţului exterior/

Praha ČSSR

PUBLICOM

Electroimpex



Exportă:

toate sortimentele de electroporţelanuri care corespund, din punct de vedere al caracteristicilor tehnice, exigenţelor standardelor renumite — BSS, ASA, DIN—VDE etc.

Se execută, de asemenea, livrări conform planurilor şi condiţiilor tehnice cerute de beneficiari.

Graţie calităţilor sale, electroporţelanul bulgar rivalizează cu toate mărcile mondiale. El este apreciat în foarte multe ţări. Exportul anual de izolatoare produse în Bulgaria depăşeşte 10 000 t şi tinde spre o creştere rapidă.

ELECTROIMPEX GmbH — BULGARIA

SOFIA ■ 17 STR. G. WASHINGTON

TELEFON: 88-49-91 ■ TELEX 575

PUBLICOM

Büromaschinen-Export GmbH Berlin
DDR — 108 Berlin, Friedrichstrasse 61
Deutsche Demokratische Republik

robotron

ROBOTRON — O INSTALAȚIE DE PRELUCRARE A DATELOR EXCEPȚIONAL DE ADAPTABILĂ

Pentru prelucrarea datelor de informație în economie, știință și administrație se recomandă instalația electronică de calcul Robotron.

Utilizarea acestei instalații oferă ample informații privind sisteme orientate pe anumite probleme asigurînd rezultate prețioase. Sînt de remarcat în special autocodul deosebit de eficace, generatorul de program List, Compilatorul ALGOL—60, programul cu tabele al simulatorului și sistemul monitor. Documentația sistemelor orientate pe probleme include o bogată bibliotecă de programe comerciale, economico-matematice și matematico-tehnice precum și elemente constructive pentru sistemul EDV și pentru proiecte tip.

PUBLICOM

STANKOIMPORT

Calitate de prelucrare garantată, datorită celei de a doua proprietăți a diamantului.

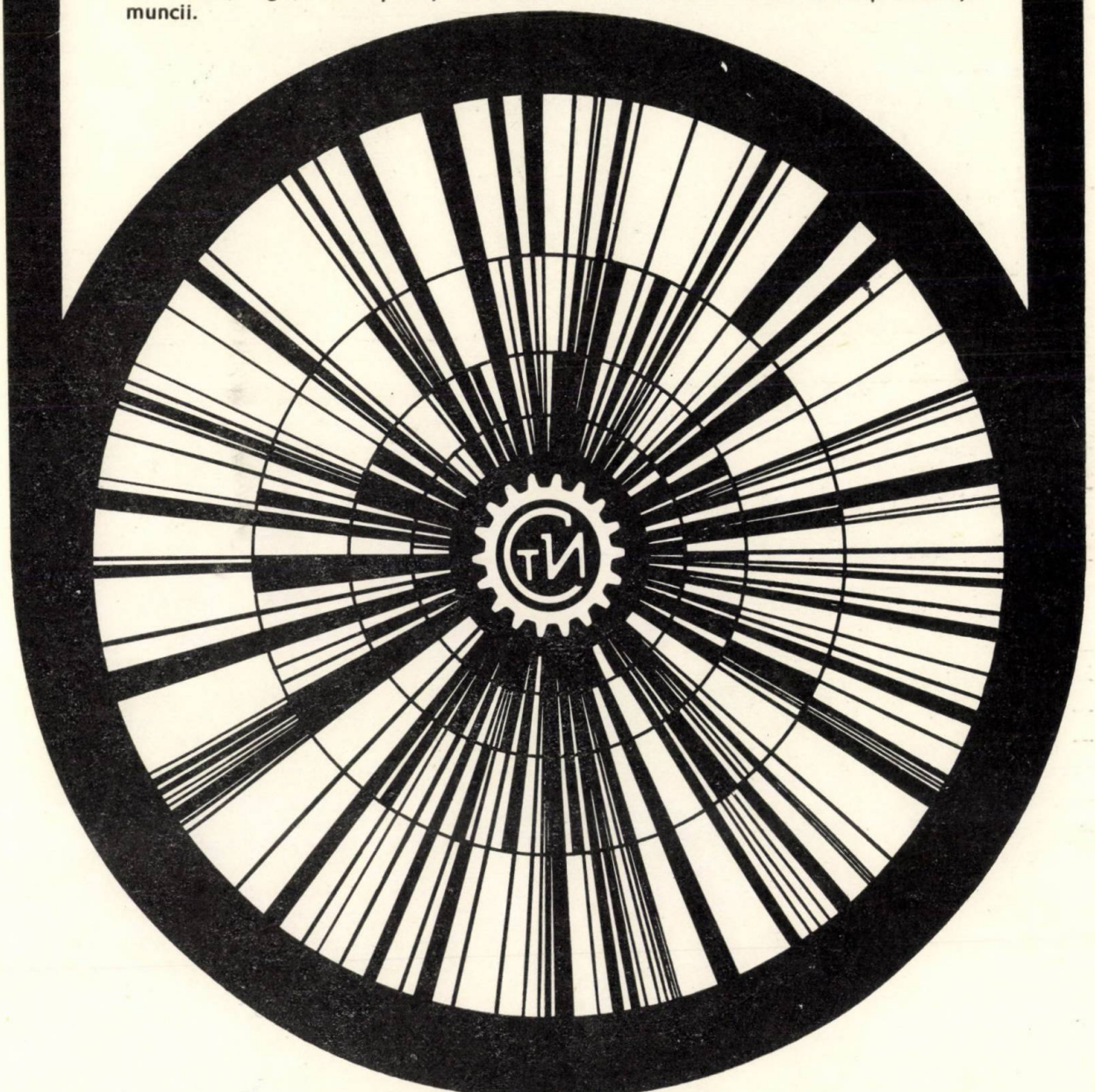
Duritatea de neegalat a sculelor noastre cu diamante :

- pietre, batoane, paste și pulberi
- scule pentru ascuțirea pietrelor abrazive
- scule pentru tăierea materialelor semi-conductoare
- scule pentru mașini de frezat
- ace pentru aparatele de control

este bine cunoscută în străinătate.

Cumpărînd sculele noastre, sînteți siguri de cîștig în ceea ce privește toate materialele.

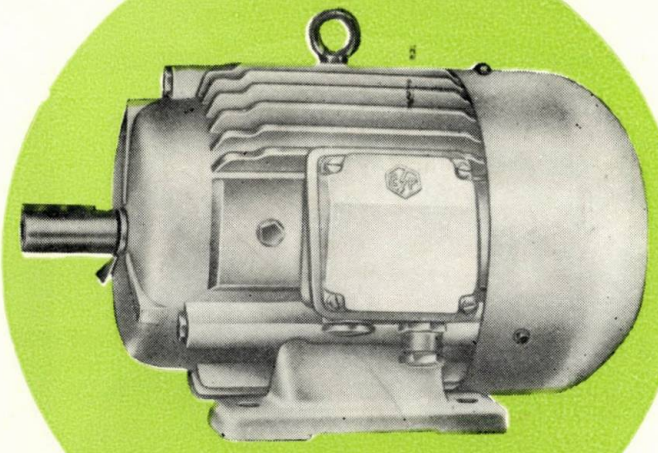
Sînteți siguri că dispuneți de o sculă care va ridica randamentul și eficiența muncii.



Exportator : V/O „STANKOIMPORT" 32/34, Smolenskaia — Sennaia, Moscova G — 200, U.R.S.S.
Telefon : 244-21-32, Telex: 227

PUBLICOM

ELECTROPRECIZIA
SĂCELE-BRAȘOV
vă oferă

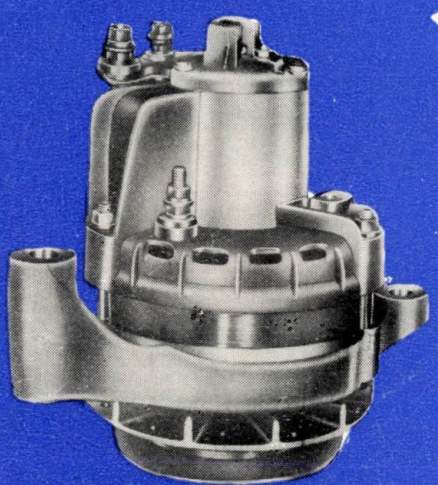


Motoare asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit din seria unitară la puteri cuprinse între 0,75—7,5 kW tip ASI gab. 90—132.

Aceste motoare se produc, la comandă pentru diverse tensiuni între 220 -500 V, frecvențe de 50 și 60 Hz, execuție climatică TH 2, cu protecție mărită la praf în diferite variante constructive și pentru turații între 750—3000 rot/min.

Echipament electric auto și tractor :

— Alternatoare 12 V ; 500 W (generatoare de curent alternativ cu redresor inclus)
— Regulatoare de tensiune
— Relee indicare încărcare baterie
— Demaroare 12 V, 4 CP
— Distribuitoare de aprindere pentru motoare cu 4 și 8 cilindri
— Bobine de aprindere 12 V
— Claxoane 12 V
— Relee de semnalizare 12 V
— Indicatoare de bord și traductoare 12 V.



Pentru amănunte, solicitați uzinei prospecte și cataloage în care găsiți caracteristicile tehnice.

UZINA DE MOTOARE SI COMPRESOARE

TIMPURI NOI

B U C U R E S T I

Pentru rezolvarea problemelor dv. privind antrenarea cu motoare diesel industriale și utilizarea compresoarelor de aer cu piston — consultați specialiștii uzinei „Timpuri Noi"

EXECUTĂ ȘI LIVREAZĂ

MOTOARE DIESEL CU PUTERI PÎNA LA 120 CP PENTRU

Utilaje de construcții ● Utilaje pentru agricultură ● Pompe de uz general și special ● Generatoare de c.a. și c.c ● Motocare și motoridicătoare ● Ambarcațiuni ● Utilaje pentru silvicultură ● Utilizări diverse

COMPRESOARE DE AER CU PISTON, CU DEBITE PINĂ LA 10 M/MIN ȘI PRESIUNI DE 4 – 35 KGF/CM² PENTRU

Locomotive ● Instalații petroliere ● Excavatoare ● Automatizări ● Troleibuze ● Șantiere ● Garaje ● Vopsitorii

INSTITUTUL DE CERCETARE SI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICA

INSTITUTUL DECORAT CU ORDINUL MUNCII CLASA I-a

Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive!

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine!

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dvs., doriți standuri și metode de încercări care să vă dea în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele!

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite?

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE), care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați

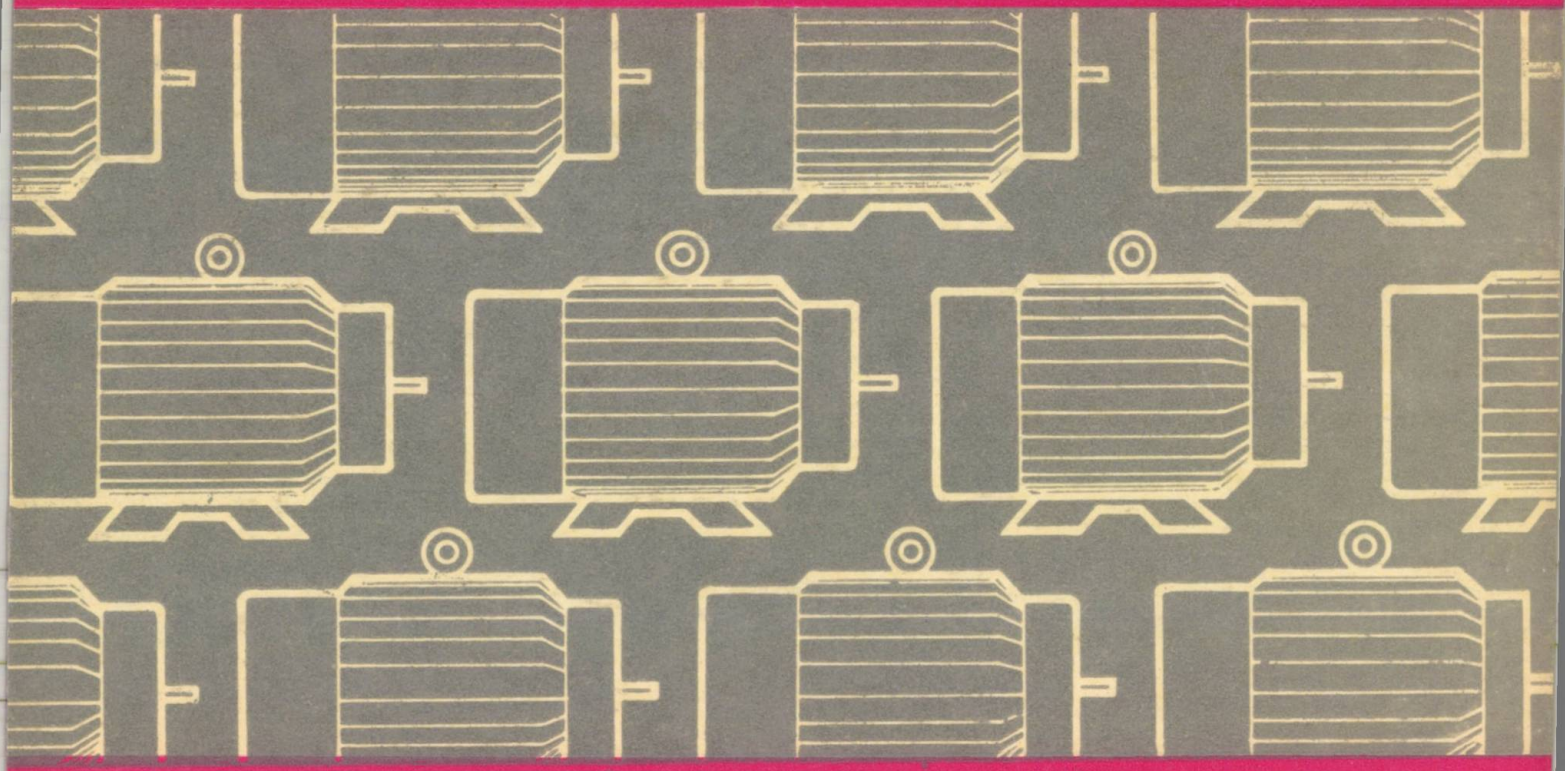
Telefonați la: 31.41.00

ICPE

BUCUREȘTI - BD. T. VLADIMIRESCU Nr. 45-47 - TELEFON: 31.41.00

E2040

ELECTROTEHNICA



ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 19 ● Nr. 12 ● DECEMBRIE 1971

12

I.P.R.S.

bāneasa

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE ŞI SEMICONDUCTORI — BĂNEASA

STR EROU IANCU NICOLAE NR 32 ROMÂNIA BUCUREŞTI II TELEFON 33.38.30 TELEX 011203 CONT VIRAMENT 300.60.200 BNRSRS II

PIESE RADIO

Rezistoare cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare polistiren
Condensatoare poliester metalizat
Condensatoare hîrtie metalizată
Condensatoare hîrtie, pentru echipament auto
Condensatoare hîrtie, pentru startere
Condensatoare hîrtie, pentru antiparazitare
Condensatoare hîrtie, pentru telefonie
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Tranzistoare cu germaniu de joasă frecvenţă
— de mică putere
— de medie putere
— de putere
Tranzistoare cu germaniu de înaltă frecvenţă
— de mică putere
— drift
Tranzistoare de putere
Diode de semnal şi comutaţie cu contact punctiform
Diode redresoare cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere
Diode stabilizatoare de tensiune cu siliciu, de mică putere
Fotodiode cu germaniu

Vă rugăm să consultaţi cataloagele noastre.
Cabinetul tehnic, telef. 33.38.30/152.

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI — BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC ● STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ● BUCUREŞTI ● SECTORUL 2

FABRICA DE FRIGIDERE GĂEȘTI

● Frigiderele tip „Frigero, Frigero-super și Frigero Lux" model cabinet sînt echipate cu agregate frigorifice funcționînd cu motocompresoare ermetice care asigură un consum redus de energie electrică și un mers silențios.

● Izolate cu spumă poliuretanică, prevăzute cu închidere prin garnitură magnetică, asigură o temperatură scăzută permițînd păstrarea în bune condițiuni a diverselor produse alimentare.

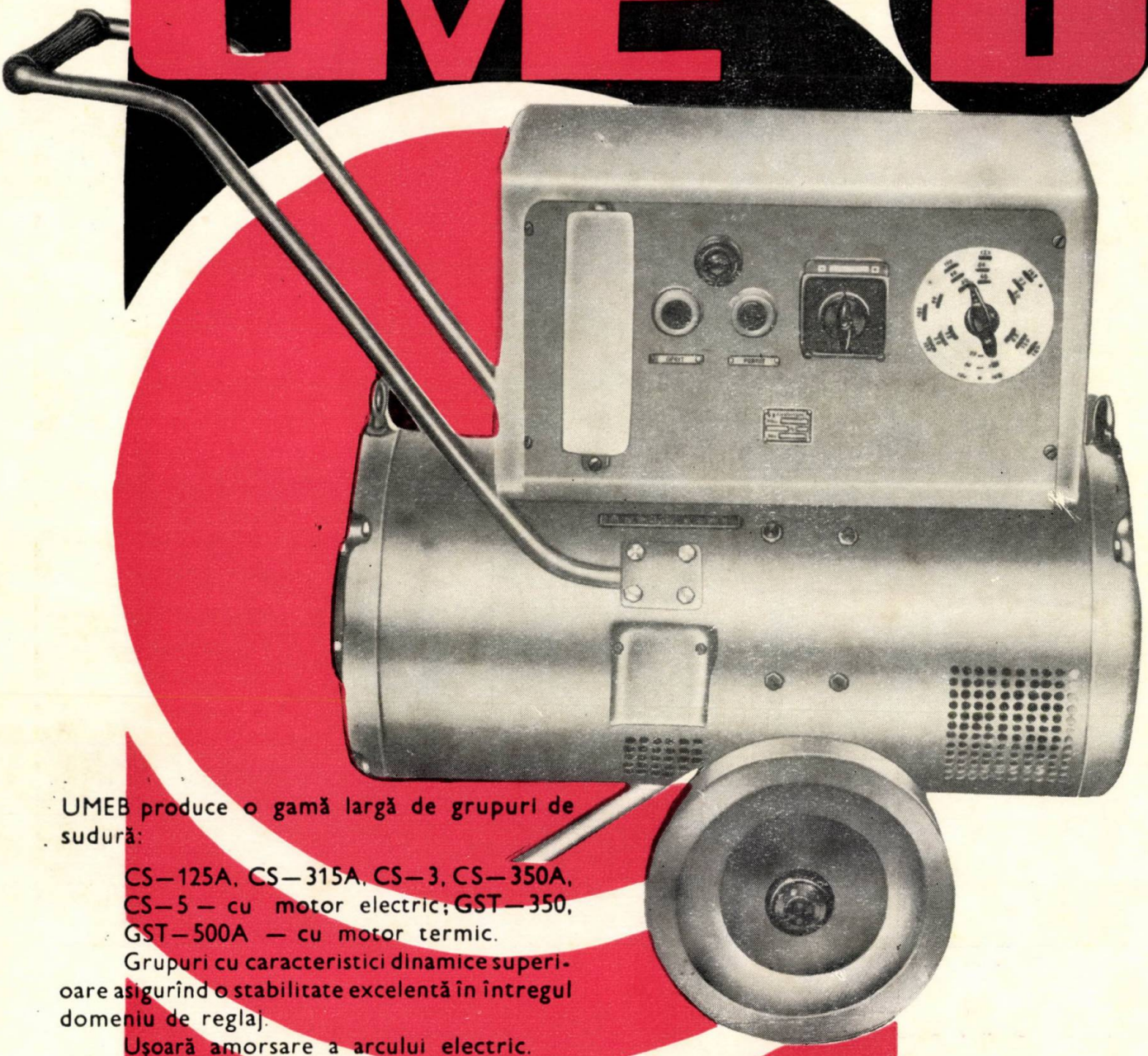
● In camera de joasă temperatură realizează —12°C (regim XX), iar în compartimentul de răcire 0°C la + 5°C.

● Cuva fiind din masă plastică permite o depozitare higienică și o întreținere ușoară.

● Depozitarea produselor se face pe grătare metalice protejate cu poliamidă.

Caracteristici tehnice	Unități de măsură	Frigero Lux	Frigero super	Frigero
Dimensiuni de gabarit :				
— înălțime	mm	1380	1035	850
— adîncime	mm	598	598	598
— lățime	mm	545	545	545
Capacitatea brută	l	240	180	140
Compartiment de joasă temperatură	l	18,4	18,4	13,6
Greutatea	kg	60	50	40
Consum energie electrică				
— la temperatura ambiantă de 25°C	kWh/24h	1	0,8	0,6
— la temperatura ambiantă de 32°C	kWh/24h	1,6	1,3	1
Producția de ghiață	kg/24h	7,2	5,4	4,2
Puterea motocompresorului	CP	1/6	1/8	1/8

UMEB



UMEB produce o gamă largă de grupuri de sudură:

CS—125A, CS—315A, CS—3, CS—350A, CS—5 — cu motor electric; GST—350, GST—500A — cu motor termic.

Grupuri cu caracteristici dinamice superioare asigurînd o stabilitate excelentă în întregul domeniu de reglaj.

Uşoară amorsare a arcului electric.

Comutaţie uşoară a domeniului de reglare.

Reglaj fin şi precis al domeniului de sudură.

Posibilitatea utilizării oricărui tip de electrod şi a sudării manuale şi automate.

Convertizor de sudură tip CS—125A

Curenţi de sudare	Regim de sudare		
	DA = 35%	DA = 60%	DA = 100%
	160 A	125 A	95 A

Domeniul de reglaj: 25—160 A

Construcţie uşoară (125 kg), utilizabil pentru sudură cu electrozi de ϕ 1 ÷ ϕ 4 mm, utilizabil şi la sudarea tablelor subţiri (0,8 mm).

UZINA DE MASINI ELECTRICE

BUCUREŞTI

ELECTROTEHNICA

Anul 19 Nr. 12, pag. 441—480 decembrie 1971

CUPRINS

CZ 621.313.2.01.001.4

Şora, I. : **Determinarea pe cale experimentală a unor parametri ai maşinii de curent continuu.**

Electrotehnica **19**, nr. 12, dec 1971, p. 441—444

Studiul proceselor electromagnetice şi electromecanice tranzitorii din acţionările electrice cu motoare de curent continuu, necesită cunoaşterea inductivităţii înfăşurărilor şi a momentului de inerţie al rotorului maşinii. Deoarece determinarea pe cale analitică a inductivităţii înfăşurărilor şi a momentului de inerţie se face în general cu erori, se impun metodele experimentale.

Lucrarea prezintă metode noi pentru determinarea pe cale experimentală a acestor parametri. Metodele au fost verificate experimental, nu necesită un aparataj complex şi pot fi aplicate şi în cadrul laboratoarelor fabricilor de maşini electrice.

CZ 621.316.923.2.064.32 : 621.317.312

Marinescu, I. : **O nouă schemă sintetică pentru încercarea siguranţelor de înaltă tensiune, limitatoare.**

Electrotehnica **19**, nr. 12, dec 1971, p. 445—449

Analizînd schemele sintetice cunoscute din literatura de specialitate rezultă că acestea nu îndeplinesc integral criteriile de echivalenţă cu schemele directe. Pentru a elimina neajunsurile schemelor cunoscute, autorul propune o nouă schemă sintetică (două variante), care în principal foloseşte ca sursă pentru încercare un circuit rezonant. Principalele avantaje ale schemei sintetice propuse sînt : menţinerea tensiunii de restabilire de frecvenţă industrială, reproducerea integrală a fenomenelor fizice din exploatare, posibilitatea reglării factorului de amplitudine şi a frecvenţei proprii în limite largi, sursa de frecvenţă industrială care alimentează circuitul rezonant contribuie la mărirea posibilităţilor de încercare.

CZ 621.318.22.002.2

Florescu, V., Rusu, C., Korony, G., Tanach, V., şi *Cuteanu, M.* : **Influenţa condiţiilor de măcinare şi tratament termic asupra proprietăţilor magnetice ale pulberilor de Ba $Fe_{12}O_{19}$**

Electrotehnica **19**, nr. 12, dec 1971, p. 449—455

Sînt descrise tehnologia de preparare şi măsurătorile efectuate pe o serie de pulberi de ferit de bariu supuse măcinării în mori cu bile şi tratate termic la 800 şi 900°C. Măsurătorile au inclus determinarea suprafeţei specifice, a inducţiei remanente, a cîmpului coercitiv, a magnetizării la saturaţie şi a temperaturii Curie. Au fost de asemenea efectuate studii morfologice cu ajutorul microscopiei. Rezultatele experimentale au arătat că pulberile care au prezentat parametrii cei mai ridicaţi au fost cele supuse măcinării în vibromoară timp de 10—15 ore urmată de un tratament termic la 800°C cu un palier de 3 ore.

CZ 621.318.34.013.2

Dinculescu, P. : **Studiul experimental al forţei de atracţie la electromagneţii de curent alternativ monofazat**

Electrotehnica **19**, nr. 12, dec 1971, p. 456—464

Datorită variaţiei pulsatorii în timp, forţa de atracţie la electromagneţii de curent alternativ monofazat şi componentele ei (forţa minimă, forţa medie, forţa maximă) nu pot fi măsurate direct pe cale mecanică. În lucrare se prezintă o instalaţie de măsură a forţei bazată pe folosirea unui traductor tensometric.

Este prezentată construcţia unui calculator electronic specializat, realizat cu elemente industriale, care calculează valorile instantanee ale forţei în funcţie de tensiunile electromotoare induse în bobine sondă, plasate în jurul porţiunilor parcurse de fluxurile ce determină forţa.

Pentru tînărul inginer

CZ 621.3.014.33

Pesici, M. : **Factorul de asimetrie $\varkappa$ la apariţia curentului de scurtcircuit.**

Electrotehnica **19**, nr. 12, dec. 1971, p. 465—468

REFERATE ● SUMAR ANUAL ŞI INDEX ALFABETIC DE AUTORI ● Tematica revistei pe anul 1972

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.313.2.011.001.4
Шора, И.: **Определение экспериментальным путем некоторых параметров машины постоянного тока.**
Electrotehnica 19, № 12, декабрь 1971, стр. 441–444

Изучение неустановившихся электромагнитных и электромеханических процессов в электрических приводах с двигателями постоянного тока требуют ознакомления с вопросом индуктивности обмоток и момента инерции ротора машины. Поскольку определение индуктивности обмоток и момента инерции аналитическим путем сопряжено с некоторыми ошибками, необходимо применять экспериментальные методы.

В работе приводятся новые методы определения экспериментальным путем этих параметров. Методы были проверены экспериментально, не требуют комплексной аппаратуры и их можно применять также в заводских лабораториях электрических машин.

ДК 621.316.923.2.064.32:621.317. 312
Маринеску, И.: **Новая синтетическая схема испытания токоограничивающих предохранителей высокого напряжения.**
Electrotehnica 19, № 12, декабрь 1971, стр. 445–449

Анализируя известные по литературным данным синтетические схемы вытекает, что они не выполняют полностью критерий эквивалентности прямых схем. Для устранения недостатков известных схем, автор предлагает новую синтетическую схему (два варианта), которая в принципе применяется как источник испытания резонансного контура. Основные преимущества предложенной синтетической схемы: поддержание восстонавливающего напряжения промышленной частоты; интегрированное воспроизведение физических явлений во время эксплуатации; возможность регулирований коэффициента амплитуды и собственной частоты в широких пределах, источник промышленной частоты, питающий резонансный контур, способствуют увеличению возможностей испытания.

ДК 621.318.22.002.2
Флореску, В., Русу, К., Корону, Г., Танах, В. и *Кутяну, М.:* **Влияние условий измельчения и термической обработки на магнитные свойства порошка** $BaFe_{12}O_{19}$
Electrotehnica 19, № 12, декабрь 1971, стр. 449–455

Описывается технология приготовления и измерения , проведенные на порошках феррита бария, подвергнутых измельчению в шаровых мельницах и термической обработке при 800 и 900°С. Измерения включали определение удельной площади, остаточной индукции, коэрцитивного поля, насыщенного намагничивания и температуры Curie. Были также проведены морфологические исследования при помощи микроскопии. Экспериментальные результаты показали, что наиболее высокими параметрами отличались порошки, измельченные в вибрационной мельнице в течение 10—15 часов, с последующей термической обработкой при 800°С в течение 3-х часов.

ДК 621.318.34.013.2
Динкулеску, П:. **Экспериментальное изучение силы притяжения на монофазных электромагнитах.**
Electrotehnica 19. № 12, декабрь 1971, стр. 456–464

Вследствие пульсирующей вариации во времени, силу притяжения на электромагнитах однофазного переменного тока и ее составляющих (минимальная сила, средняя сила, максимальная сила) невозможно непосредственно замерять механическим путем. В работе описывается установка для замера силы, основанная на применении тензометрического датчика.

Онисана конструкция специальной электронной вычислительной машины, осуществленной с промышленными элементами. При помощи этой машины можно вычислять мгновенные значения силы в зависимости от электродвижущегося напряжения, приложенного к кат ушке — зонду и расположенного вокруг участков по которым прошли определяющие силу потоки.

Для молодого инженера
ДК 621 3. 014.33
Песич, М.: **Фактор асимметричности к при появлении тока короткого замыкания**
Electrotehnica 19, № 12, декабрь 1971, стр. 465–468

ДОКЛАДЫ ● УКАЗАТЕЛЬ СТАТЕЙ И АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ АВТОГОВ ЗА 1971 ГОД

INHALT

DK 621.313.2.011.001.4

Şora, I. : **Die Bestimmung auf dem Versuchsweg von Parametern der Gleichstrommaschine.**

Electrotehnica **19**, H. 12, Dez 1971, S. 441–444

Das Studium der vorübergehenden elektromagnetischen und elektromechanischen Vorgänge bei elektrischen Antrieben durch Gleichstrommotoren benötigt die Kenntnis der Wicklungs-induktivitäten und des Schwungmomentes des Rotors. Da die Bestimmung auf analytischem Weg der Wicklungsinduktivität und des Schwungmomentes im allgemeinen Fehler enthält, greift man zu den Experimentalmethoden.

Die Arbeit bringt neue Methoden zur Bestimmung dieser Parameter auf dem Versuchsweg. Die Methoden wurden experimentell nachgeprüft, benötigen keine komplizierte Apparatur und können auch im Rahmen der Laboratorien der Werke für elektromaschinen angewandt werden.

DK 621.316.923.2.064.32 : 621.317.312

Marinescu, Z. : **Ein neues synthetisches Schema zur Prüfung der Hochspannungs — Begrenzungssicherungen.**

Electrotehnica **19**, H. 12. Dez 1971, S. 445–449

Die Analyse der aus der Fachliteratur bekannten synthetischen Schemen ergibt dass diese den Kriterien der Aequivalenz mit den direkten Schemen nicht voll entsprechen. Um die Nachteile der bekannten Schemen zu bereitigen schlägt der Autor ein neues synthetisches Schema vor (in zwei Varianten), welche hauptsächlich einen Resonanzkreis als Versuchsquelle verwendet. Die Hauptvorteile des vorgeschlagenen Synthetischen Schemas sind : die Beibehaltung der Wiedereinstellungs spannung industrieller Frequenz, die vollkommene Wiedergabe der physikalischen Betriebserscheinungen, die Möglichkeit der Regelung des Amplitudenfaktors und der Eigenfrequenz in weiten Grenzen. Die Quelle der industriellen Frequenz, welche den Rezonanzkreis speist trägt zur Vermehrung der Versuchsmöglichkeiten bei.

DK 621.318.22.002·2

Florescu, V., Rusu, C., Korony, G., Tanach, V. und *Cuteanu, M.* : **Einfluss der Mahlbedingungen und der Wärmebehandlung auf die magnetischen Eigenschaften der Ba $F_{12}O_{19}$— — Pulver.**

Electrotehnica **19**, H. 10, Dez 1971, S. 449–455

Man beschreibt die Herstellungstehnologie und die vorgenommenen Messungen bei einer Reihe von Pulvern aus Bariumferrit, die in Kugelmühlen gemahlen und bei 800°C und 900°C thermisch behandelt wurden. Die Messungen betrafen die Bestimmung der spezifischen Oberfläche, der remanenten Induktion, des koerzitivfeldes, der Sättigungsmagnetisierung und der Curietemperatur. Ferner wurden morphologische Studien mit des Mikroskops vorgenommen. Die Versuchsergebnisse zeigten dass diejenigen Puvler die höchsten Parameter aufwiesen, welche in Vibrationsmühlen 10... 15.

Stunden gemahlen und dann einer thermischen Behandlung bei 800°C während 3 Stunden unterworfen wurden.

DK 621.318.34.013.2

Dinulescu P. : **Versuchsstudium der Anziehungskraft bei einphasigen Magneten.**

Electrotehnica **19**, nr. 12. Dez 1961, S. 456–464

Wegen der zeitlich pulsierenden Aenderung können die Anziehungskraft der Einphasen — wechsel-stromelektro magneten und ihre Komponenten (Minimal — Mittel — und Maximalkraft) nicht direkt auf mechanischen Weg gemessen werden. Die Arbeit bringt eine Messvorrichtung für die Kraft beruhend auf die Verwendung eines tensometrischen Transduktors. Es wird die konstruktion eines speziellen elektronischen Rechners beschrieben, welcher aus industriellen Elementenbesteht und welcher die Augenblickswerte der Kraft in Abhängigkeit von den elektromotorischen, in den Verzuchsspulen induzierten Kräfte. Die Versuchsspulen liegen um die Flächen, welche von den Flüssen durchströmt werden, die die Kraft bestimmen.

Für den jungen Ingenieur

CZ 621.3.014,33

Pesici, M. : **Der Asymetr'efaktor x beim Eintreten des kurzschlusstromes**

Electrotehnica **19**, H. 12, Dez 1971 S. 465–468

REFERATE ● INHALT UND APLPHABESCHES AUTORENVERZEICHNI

CONTENTS

DC 621.313.2.011.001.4

Şora, I. : **Experimental determination of certain parameters of direct current machines.**

Electrotehnica **19**, nr. 12, dec 1971, p. 441–444

The study of the transient electromagnetical and electromechanical processes occurring in direct current motors calls for knowledge of the inductivity of windings and the inerţia moment of machine rotor.

Seeing that the analytical determination of windings inductivity and inertia moment generally implies errors, one has to resort to experimental methods.

The paper presents new experimental methods of determining these parameters, methods which do not require any complex devices and can be easily applied in factory laboratories.

DC 621.316.923.2.064.32 : 621.317.312

Marinescu, I. : **A new synthetic diagram for testing high voltage limiting fuses.**

Electrotehnica **19**, nr. 12, dec 1971, p. 445–449

Analyzing the syntetical diagrams offered by technical literature the autor concludes that they do not entirely coincide with the direct diagrams. To obviate these shortcomings the paper proposes a new synthetical diagram (two versions) based mainly on resonant circuits. Here are the principal advantages of the new diagram : maintenance of industrial frequency recovery voltage ; integral reproduction of the physical phenomena occurring in eploitation ; possibility to adjust within wide limits the amplitude factor and own frequency ; the industrial frequency source that feeds the resonant circuit widens checking possibilities.

DC 621.318.22.002.2

Florescu, V., Rusu, C., Korony G., Tanach, V. and *Culeanu, M.* : **The influence of grinding conditions and thermal treatment on the magnetic properties of $BaFe_{12}O_{19}$ powders..**

Electrotehnica **19**, nr. 12, dec 1971, p. 449–455

The paper describes the preparation and measurements carried out on a series of barium ferrite powders ground in globe mills and subjected to 800 and 900°C thermal treatments. The measurements have included determination of specific surface, remanent induction, coercitive field, magnetization at saturation and Curie temperature. Morphological studies using microscopes were also carried out. The experimental results have proved that powders ground in oscillating mills for 10–15 hours and undergoing subsequently a three-hour thermal treatment show the highest parameters.

DC 621.318.34.013.2

Dinculescu, P.: **Experimental study of attraction force in single-phase electromagnets.**

Electrotehnica **19**, nr. 12, dec 1971, p. 456–464

Due to pulsating variations, the attraction force of single–– phase alternating current electromagnet as well as its components (minimum, medium and maximum force), cannot be measured directly using mechanical means. The paper presents a force measurement installation based on a voltage transducer. A specialized electronic computer, realized with industrial elements, calculates the instantaneous values of the force as funcţion of the electromotive forces induced in probe coils positioned along the sections of the flows determining the force.

The Joung engineer's guide

CD 621.3.014.33

Pesici, M. : **The asymmetry factor in short-circuit currents.**

Electrotehnica **19**, nr. 12, dec. 1971, p. 465–468

REPORTS ● ANUAL INDEX AND AUTHORS INDEX

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 19 nr. 12 București, decembrie 1971

Determinarea pe cale experimentală a unor parametri ai mașinii de curent continuu

IOAN ȘORA * — Timișoara

CZ 621.313.2.9 11.001.4

1. Considerații generale

La motorul de curent continuu cu excitație în derivație sau cu excitație separată, pentru regimul tranzitoriu al pornirii, ecuația tensiunilor, în valori instantanee, este [4] :

$$u = Ri + L\frac{di}{dt} - u_e, \qquad (1)$$

iar ecuația mișcării este :

$$M = M_r + J\frac{d\Omega}{dt}, \qquad (2)$$

în care :

u = const este tensiunea de alimentare ;
u_e — tensiunea electromotoare indusă prin rotație în înfășurarea indusului ;
i — curentul prin circuitul indusului ;
R — rezistența circuitului indusului ;
L — inductivitatea înfășurării indusului ;
M — cuplul motor ;
M_r — cuplul rezistent ;
J = const — momentul de inerție ;
Ω — viteza unghiulară ;
$\frac{d\Omega}{dt} > 0$ — accelerația unghiulară.

La motorul de curent continuu cu excitație serie, în timpul regimului tranzitoriu, fluxul magnetic $\Phi \neq$ const, tensiunea electromotoare u_e și cuplul motor M prezintă un caracter neliniar.

În ecuațiile (1) și (2) intervin parametrii motorului și ai acționării : rezistența și inductivitatea circuitului indusului, momentul de inerție al rotorului motorului și al celorlalte mase în mișcare din cadrul acționării.

Calculul inductivității înfășurării indusului se efectuează considerînd o anumită stare de saturație a circuitului magnetic. În realitate, în timpul procesului tranzitoriu curentul prin înfășurarea indusului motorului se modifică, schimbîndu-se în mod corespunzător și starea de saturație a circuitului magnetic. Ca urmare, precizarea prin calcul a dependenței dintre inductivitatea înfășurării și curentul care parcurge înfășurarea respectivă, sub forma $L = f(i)$, reprezintă o problemă complexă datorită caracterului neliniar. În ecuația (1) utilizată la studiul proceselor electromagnetice tranzitorii, prin L trebuie înțeleasă inductivitatea dinamică [1], [2], [3], [5], [9].

Se cunosc metode pentru determinarea momentului de inerție al corpurilor simetrice în raport cu axa de rotație, caracterizate prin J = const [1], [2], [6], [8]. Calculul momentului de inerție se face pe baza ipotezei omogenității materialului. Această ipoteză diferă de realitate și în cazul rotoarelor motoarelor electrice de curent continuu.

Cu referire la metodele experimentale pentru determinarea momentului de inerție, se menționează că există în literatura de specialitate și lucrări relativ recente [7].

Lucrarea de față aduce o contribuție la determinarea relativ simplă și mai precisă a inductivității dinamice L și a momentului de inerție J.

2. Inductivitatea

Considerînd blocat rotorul motorului de curent continuu ecuația (1) devine :

$$u = Ri + L\frac{di}{dt} \qquad (3)$$

în care $L = \frac{d\Phi}{di}$ este inductivitatea dinamică și Φ fluxul magnetic total, creat de curentu din înfășurarea indusului.

* Dr. ing. *I. Șora* este conferențiar la Facultatea de electrotehnică a Institutului politehnic „Traian Vuia" — Timișoara

Din ecuația (3) se obține :

$$L = \frac{u - Ri}{\dfrac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}}, \quad \text{unde} \quad \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} > 0, \tag{4}$$

iar dacă $u = 0$

$$L = -\frac{Ri}{\dfrac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}}, \quad \text{unde} \quad \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} < 0. \tag{5}$$

Pentru calculul curbei inductivității dinamice este necesar ca să se determine pe cale experimentală și să se înregistreze simultan curbele $i = f_1(t)$ și $\dfrac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} = f_2(t)$, figura 1 a, b. Pe baza

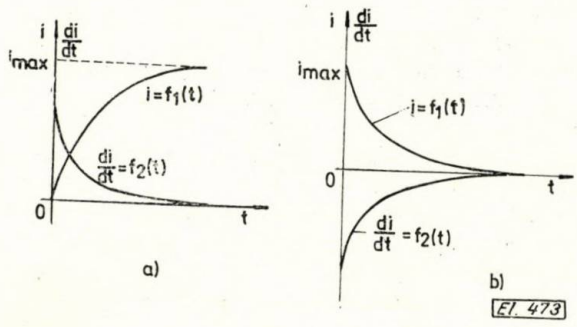


Fig. 1. Forma curbelor $i = f_1(t)$ și $\dfrac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} = f_2(t)$:

a – conectarea la sursa de energie electrică ;
– punerea în scurtcircuit a indusului prin închiderea întreruptorului *I*.

Se alimentează cu energie electrică circuitul indusului motorului de curent continuu, stabilindu-se curentul i_{max}. Cu i_{max} s-a notat valoarea maximă a curentului care rezultă la funcționarea motorului în cadrul acționării studiate. La motorul de curent continuu cu excitație în derivație sau cu excitație separată, înfășurarea de excitație se alimentează cu curentul nominal i_{eN}, și de asemenea se pot realiza pentru curentul de excitație valori $i_e = \text{const} < i_{eN}$. La motorul de curent continuu cu excitație serie, înfășurarea de excitație și a indusului sînt parcurse de același curent i.

Prin închiderea întreruptorului I, în circuitul indusului apare un fenomen electromagnetic tranzitoriu. Curentul i va scădea de la valoarea i_{max} pînă la zero, curba $i = f_1(t)$, figura 1,b. Capacitatea C legată în serie cu bucla O_2 a unui oscilograf mecanic formează circuitul electric de derivare. Este necesar ca tensiunea de la bornele buclei O_2 să fie neglijabilă față de tensiunea de la bornele condensatorului avînd capacitatea C și curentul i_2 neglijabil față de curentul i. De asemenea, constanta de timp electromagnetică a circuitului de derivare, format din capacitatea C și rezistența buclei O_2, să fie neglijabilă față de durata regimului tranzitoriu. Curenții i_1 și i_2 se oscilografiază simultan cu ajutorul unor bucle etalonate O_1 respectiv O_2. Din analiza circuitelor electrice ale celor două bucle rezultă că în orice moment curentul i_1 este proporțional cu curentul i, iar curentul i_2 este proporțional cu derivata $\dfrac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$. Se poate scrie :

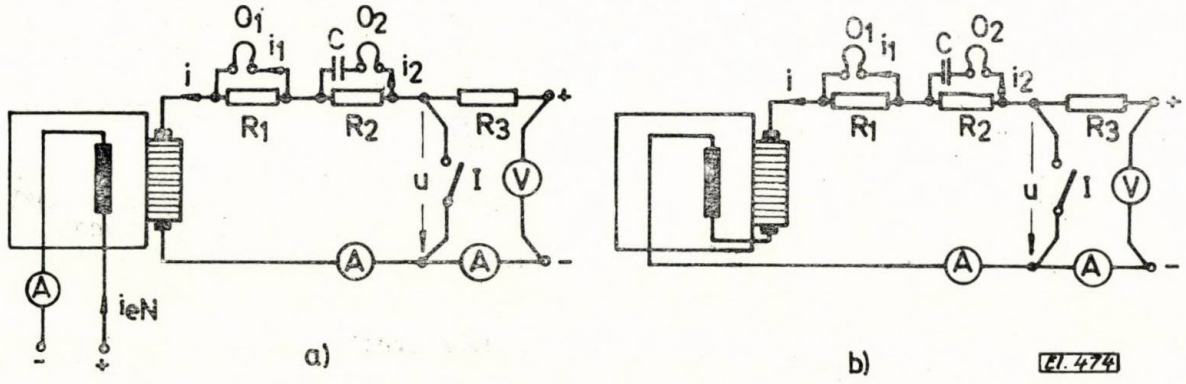


Fig. 2. Schema electrică a montajelor pentru determinarea inductivității dinamice a înfășurărilor mașinii de curent continuu :

a – motor cu excitație în derivație sau cu excitație separată ; *b* – motor cu excitație în serie.

relației (5), în figura 2 a, b se prezintă schema electrică a montajelor pentru efectuarea măsurătorilor experimentale. Deoarece determinarea pe cale grafică a derivatei $\dfrac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$ se face cu erori, datorită nepreciziei cu care se construiește tangenta la curba curentului, în montaj se introduce un circuit electric care dă direct derivata curbei curentului $i = f_1(t)$.

$$i_2 = C\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(R_2 i) = CR_2\left|\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}\right|. \tag{6}$$

În montajele din figura 2 a, b s-au introdus instrumente de măsură : ampermetre – A, voltmetre – V și rezistențele auxiliare R_1, R_2, R_3. Valorile rezistențelor R_1 și R_2 trebuie să fie neglijabile față de rezistența circuitului indusului R, ceea ce se poate realiza utilizînd bucle de oscilograf cu sensibilitatea mare.

Rezistența R_3 are ca scop să limiteze curentul sursei de alimentare cu tensiunea U la valori convenabile atunci cînd se închide întreruptorul I. Folosind indicația ampermetrului montat în circuitul indusului, oscilograma $i_1 = f_1(t)$ se etalonează astfel ca să reprezinte curba $i = f_1(t)$.

Ținînd seama de realțiile (5) și (6) se obține relația (7), cu ajutorul căreia se poate calcula valoarea inductivității dinamice, construindu-se curba $L = f(i)$ (*fig.* 3).

$$L = RR_2C\frac{i}{i_2} \tag{7}$$

Pe baza încercărilor experimentale efectuate a rezultat că la unele tipuri de motoare de curent continuu cu excitație în derivație sau cu excitație separată, valoarea inductivității dinamice a circuitului indusului, pentru curentul nominal de excitație i_{eN}, scade cu 40÷60 % atunci cînd curentul prin înfășurarea indusului i crește de la mersul în gol i_0 pînă la încărcarea nominală i_N (fig. 3). La motoarele de curent continuu cu excitație serie modificarea valorii inductivității dinamice se face în limite mult mai largi.

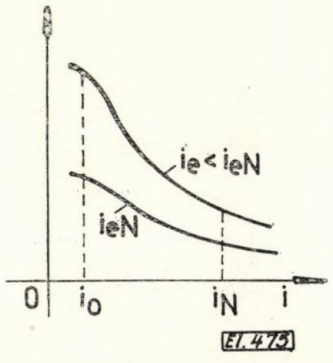


Fig. 3. Curba inductivității dinamice a înfășurării indusului, $L = f(i)$, la motorul de curent continuu cu excitație în derivație sau cu excitație separată, pentru diferite valori ale curentului de excitație i_e = const.

3. Momentul de inerție

Determinarea pe cale experimentală a momentului de inerție se poate face aplicînd de exemplu metoda oscilațiilor de torsiune, a oscilațiilor de pendulare, a căderii greutății sau a încetinirii. Fiecare metodă este afectată de erori legate de specificul acesteia.

Trebuie însă precizat că primele două metode care necesită demontarea mașinii, se pretează pentru mașini mici și mijlocii; ultimele două metode sînt, sub acest aspect, mai avantajoase, nefiind necesară această operație. Dintre metodele experimentale pentru determinarea momentului de inerție al rotoarelor motoarelor de curent continuu se apreciază că metoda încetinirii naturale (numită uneori a lansării) ar fi cea mai indicată.

În lucrare, s-a urmărit perfecționarea metodei clasice a încetinirii. Metoda încetinirii, impune ca în faza inițială rotorul motorului să se afle în mișcare, stabilindu-se viteza unghiulară Ω_0 corespunzătoare funcționării în gol a motorului. Dacă se anulează cuplul motor, are loc procesul tranzitoriu al încetinirii naturale, caracterizat prin scăderea vitezei unghiulare a rotorului de la valoarea Ω_0 pînă la zero. Considerînd $M=0$ din ecuația (2) rezultă expresia puterii corespunzătoare cuplului rezistent:

$$P_r = M_r\,\Omega = -J\Omega\,\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t}. \tag{8}$$

iar din relația (8) se obține

$$J = -\frac{P_r}{\Omega\dfrac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t}}.$$

în care $\dfrac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t} < 0$ este încetinirea unghiulară.

La mașina de curent continuu, aplicarea metodei încetinirii naturale se poate face și în condițiile alimentării înfășurării de excitație cu curentul nominal i_{eN}. În această situație puterea P_r este egală cu pierderile de putere mecanică, prin ventilație și în fier ale motorului. Determinarea curbei puterii P_r se face pe baza încercării în gol a motorului [2], [4], [6].

Pentru calculul momentului de inerție, utilizînd relația (9) este necesar ca să se determine pe cale experimentală curbele $\Omega = f_1(t)$, $\dfrac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t} = f_2(t)$ înregistrate simultan și curba $P_r = f_3(\Omega)$ (fig. 4)

În figura 5 se prezintă schema electrică a montajului pentru efectuarea măsurătorilor experimentale. Generatorul tahometric de curent continuu cu colector nu corespunde în schemele de măsurare care realizează derivarea pe cale

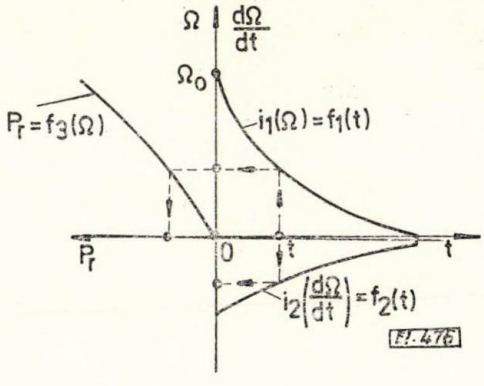


Fig. 4. Forma curbelor $\Omega = f_1(t)$, $\dfrac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t} = f_2(t)$ și $P_r = f_3(\Omega)$.

electrică a tensiunii lor de borne. Datorită colectorului și crestăturilor rotorice tensiunea de la bornele generatorului conține pulsații parazite, care sînt amplificate prin operația de

derivare. Pentru eliminarea acestei deficiențe, motorul de curent continuu s-a cuplat mecanic cu un generator tahometric unipolar de tip axial G, special proiectat în acest scop. Lipsa pulsațiilor parazite din tensiunea de borne a generatorului tahometric unipolar a permis renunțarea la filtre.

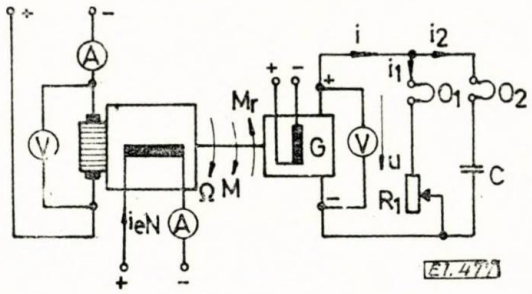


Fig. 5. Schema electrică a montajului pentru determinarea momentului de inerție al rotorului motorului de curent continuu.

Dacă căderea interioară de tensiune a generatorului tahometric unipolar este neglijabilă față de tensiunea electromotoare indusă, atunci pentru tensiunea u de la bornele sale se poate scrie relația de proporționalitate:

$$u = k\Omega, \tag{10}$$

în care k este constanta generatorului.

Buclele etalonate O_1 și O_2, ale oscilografului, servesc pentru înregistrarea simultană a curenților i_1 respectiv i_2. Prin dimensionarea corespunzătoare a schemei de măsurare se poate realiza ca constanta de timp electromagnetică a circuitului electric de derivare, format din capacitatea C și rezistența buclei O_2, să fie neglijabilă față de durata regimului tranzitoriu, iar tensiunea de la bornele buclei O_2 să fie neglijabilă față de tensiunea de la bornele condensatorului. Analizînd circuitele electrice ale celor două bucle și ținînd seamă de relația (10), rezultă că în orice moment există o directă proporționalitate între curentul i_1 și viteza unghiulară Ω. Folosind indicația generatorului tahometric, oscilograma $i_1 = f_1(t)$ se etalonează astfel ca să reprezinte curba $\Omega = f_1(t)$. Pentru curentul i_2 se poate scrie relația:

$$i_2 = C\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} = C\,k\left|\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t}\right|, \tag{11}$$

adică curentul i_2 este proporțional cu derivata $\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t}$.

Din relațiile (9) și (11) se obține relația (12) care permite să se calculeze valoarea momentului de inerție

$$J = \frac{C\,k\,P_r}{\Omega\,i_2}. \tag{12}$$

Valorile mărimilor care intervin în relația (12) sînt cunoscute. Deoarece $J = \text{const}$ este indiferent momentul t pe care-l considerăm atunci cînd se stabilesc valorile pentru Ω, $\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t}$ și P_r (fig. 4).

Cu metoda prezentată s-au efectuat încercări experimentale pentru determinarea momentului de inerție la diferite tipuri de motoare. A rezultat că prin metoda clasică a încetinirii, rezultatele obținute pot conține erori pînă la 30 %.

Bibliografie

[1] *Andreev, V.P.* și *Sabinin, Iu.A.* Osnovî elektroprivoda Moskva-Leningrad, Gosenergoizad, 1963.

[2] *Brașovan, M.* Acționări electromagnetice, București, Editura didactică și pedagogică, 1971.

[3] *Brașovan, M., Șora, I.* și *Rusu, H.* Metodă pentru determinarea pe cale experimentală a inductivităților la mașina de curent continuu cu excitație separată. În: Buletinul științific și tehnic al Institutului politehnic-Timișoara, tom. **11** (25), 1966, p. 253.

[4] *Dordea, T.* Mașini electrice, București, Editura didactică și pedagogică, 1970.

[5] *Philippow, E.* Nichtlineare Elektrotechnik, Leipzig, Akademische Verlagsgesellschaft, 1963.

[6] *Richter, R.*, Mașini electrice, Vol. **IV** (traducere din limba germană). București, Editura tehnică, 1960.

[7] *Șcerbakov, D.K.* Opredelenie momenta inerții iakorei elektriceskih mașin postoiannogo toka metodom razbega. În : Electrotehnika, **40**, nr. 5, 1969, p. 29.

[8] *Șora, I.* Determinarea momentului de inerție al rotoarelor mașinilor electrice prin efectuarea încercării de încetinire. În : Lucrările ICPE Nr. 18, București, 1967, p. 121.

[9] *Veșenevski, S.N.*, Caracteristicile motoarelor utilizate în acționări electrice (traducere adaptată după ediția a cincea în limba rusă). București, Editura tehnică, 1969.

Intrat în redacție la 12. VII. 1971

O nouă schemă sintetică pentru încercarea siguranţelor de înaltă tensiune, limitatoare

ION MARINESCU * — Bucureşti

CZ 621.316.923.2.(64.32:621.317.312

Schemele sintetice pentru verificarea capacităţii de rupere a siguranţelor fuzibile de înaltă tensiune şi mare putere, limitatoare de curent, prezentate în literatura de specialitate, prezintă unele deficienţe fie în ceea ce priveşte îndeplinirea criteriilor de echivalenţă cu încercările directe [1], fie în privinţa economicităţii soluţiei alese. Din analiza comparativă a schemelor sintetice prezentată în tabela 1, rezultă că schema cea mai convenabilă este schema ICPE-1 care însă nu poate fi utilizată pentru verificarea capacităţii de rupere a siguranţelor deoarece tensiunea de restabilire de frecvenţă industrială nu se poate menţine timp de 15 s cu amplitudine constantă (amplitudinea scade exponenţial tinzînd către zero, valoare pe care o atinge în mai puţin de 1 s). Întrucît schema ICPE-1 respectă restul condiţiilor tehnice impuse pentru reproducerea fenomenelor care au loc la deconectarea curenţilor de scurtcircuit, se impune logic a se căuta o variantă a acestei scheme care să îndeplinească şi condiţia referitoare la menţinerea tensiunii de restabilire de frecvenţă industrială timp de 15 s în limitele + 5 % — 0 %.

1. Schema sintetică ICPE-2

Pornind de la schema sintetică ICPE-1, se propune [2], [3] o nouă schemă, ICPE-2, a cărei variantă de bază este prezentată în figura 1 şi care este capabilă să îndeplinească integral criterii de echivalenţă între încercările directe şi încercările sintetice. Ideea, care a stat la baza elaborării noii scheme a fost de a folosi faptul că, frecvenţa proprie a circuitului CL_1L_2 din schemele ICPE-1 şi VEI-1 [5] sau a circuitului CL_2 din schema VEI-2 [5] este 50 Hz; în acest caz amortizarea oscilaţiilor tensiunii de restabilire de frecvenţă industrială poate fi eliminată dacă în circuit se introduce o sursă de aceeaşi frecvenţă (G) capabilă să acopere pierderile de energie din circuit în perioada dielectrică (rezonanţă).

În regimul tranzitoriu care apare la închiderea întreruptorului principal I.P. (CS şi S_p fiind deschise, fig. 1) amplitudinile curentului i_g şi ale tensiunii la bornele capacităţii C (u_c) se apropie asimptotic de valorile din regimul permanent (fig. 2). În regim permanent, la rezonanţă, reactanţele inductivă şi capacitativă se compensează astfel încît circuitul are un caracter rezistiv. În figura 3 este prezentată diagrama fazorială la rezonanţă. Tensiunea la bornele capacităţii C egală cu tensiunea la bornele inductanţei totale ($L_1 + L_2$), depăşeşte substanţial tensiunea la bornele generatorului G (rezonanţă de tensiune). Creşterea tensiunii la bornele condensatorului depinde de curentul i_g şi de factorul de calitate al circuitului ($Q = L/R$) care este proporţional cu constanta de timp a circuitului. Factor de calitate de ordinul 10—20 se obţine practic fără precauţii speciale; rezultă la bornele condensatorului o tensiune de 10—20 ori mai mare decît la bornele sursei (u_g).

Schema adusă la rezonanţă (regim stabilizat) este pregătită pentru încercarea siguranţei. Pentru a dispune de întreaga capacitate de încercare a schemei este necesar ca închiderea contactorului sincron CS (fig. 1) să se facă în momentul t_1 (fig. 2) în care condensatorul C este încărcat la valoarea maximă a tensiunii. Prin închiderea CS, ramura GL_2R_2 este practic şuntată de siguranţa încercată (S). Condensatorul (bateria de condensatoare) C încărcat aşa cum a fost menţionat anterior se descarcă în circuitul CL_1R_1S. Parametrii circuitului trebuie să fie aleşi astfel încît să fie reproduse condiţiile de echivalenţă din perioada prearc referitoare la panta în origină a curentului care parcurge siguranţa încercată şi la raportul dintre curentul limitat amplitudinea curentului de scurtcircuit echivalent [1]. Am presupus că aportul ramurei care conţine generatorul (GR_2L_2S) este neglijabil în această perioadă, lucru care poate fi justificat prin aceea că tensiunea generatorului (u_g) este mult mai mică decît tensiunea la bornele capacităţii (u_c) iar inductanţa L_2 şi rezistenţa R_2 sînt mult mai mari decît inductanţele L_1 şi rezistenţa R_1.

De remarcat faptul că aportul ramurei care conţine generatorul, deşi redus, este pozitiv, numai în cazul în care închiderea CS are loc pe partea ascendentă a tensiuuii u_c deoarece numai în acest caz curentul de scurtcircuit echivalent creşte mărind posibilităţile de încercare ale schemei ICPE-2 faţă de schemele clasice [4], [5], [6], [7] pentru aceleaşi valori ale parametrilor schemei. În fond, creşterea posibilităţilor de încercare este rezultatul însumării a doi curenţi unul de pulsaţie mărită generat de condensatorul C încărcat şi unul de pulsaţie industrială generat de generatorul G.

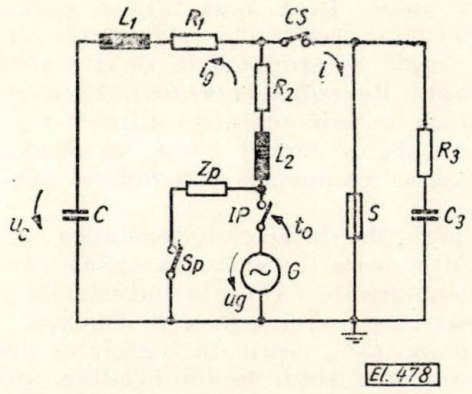
* Ing. *I. Marinescu* este şef de secţie la I.C.P.E.

Comparaţie tehnico-economică între schemele sintetice

Tabela 1

Criteriu de echivalenţă / Schema	AEG (6)	VEI-1 (5)	VEI-2 (5)	VUSE-1 (8)	ICPE-1 (4)	VUSE-2 (9)
Reproducerea curentului de scurtcircuit -perioada prearc	●	●	●	●	●	●
Reproducerea tensiunii tranzitorii de restabilire -perioada interacţiune	●	○	○	○	●	○
Reproducerea tensiunii de restabilire de frecvenţă industrială -perioada dielectrică	○	◑	◑	◑	◑	○
Continuitatea fenomenelor	●	●	●	○	●	●
Aprecierea funcţionării siguranţei	◑	◑	◑	◑	◑	●
Încercarea la capacitate de rupere simetrică	●	●	●	●	●	●
Încercarea la capacitatea de rupere asimetrică	○	○	○	○	○	◔
Simplitatea încercării	●	●	●	◑	●	○
Economicitatea schemei şi a încercării	●	●	●	●	●	○

● - Îndeplinirea integrală ○ - Neîndeplinire



[Fig. 1. Schema sintetică ICPE-2 :

L_1, L_2 – inducția de reglaj; C – condensator sursă; C_3 – condensator de reglaj; G – sursa 50 Hz; R_p – rezistență de pământare; CS – contactor sincron; IP – întreruptor; S_p – separator de pământare; S – siguranța încercată; R_3 – rezistența de regalj.

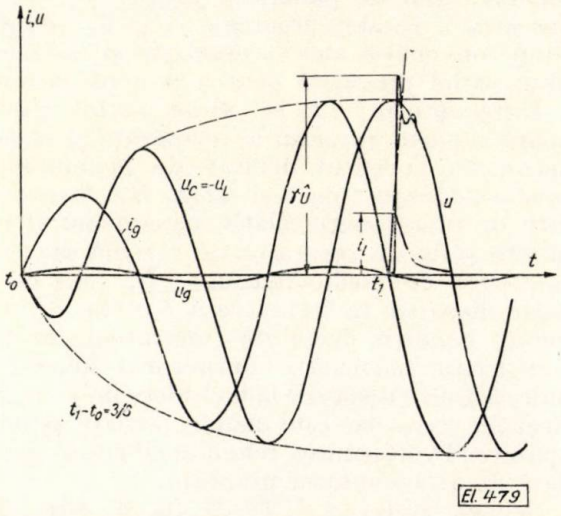


Fig. 2. Variația curenților și tensiunilor la încercarea siguranței în schema sintetică ICPE-2 :

U_g – tensiunea generatorului G; i_g – curentul debitat de generatorul G; U_C – tensiunea la bornele capacității C; i – curentul de scurtcircuit prezumat; U – tensiunea la bornele siguranței după deconectare.

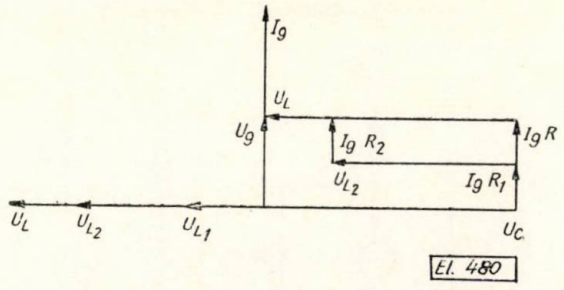


Fig. 3. Diagrama fazorială la rezonanță :

U_C – tensiunea la bornele condensatorului; U_L – tensiunea la bornele inductanței $L = L_1 + L_2$; U_R – căderea de tensiune pe rezistența $R = R_1 + R_2$; $U_L = U_{L_1} + U_{L_2}$; $I_gR = I_gR_1 + I_g R_2$

După închiderea IP dar înainte de închiderea CS, ecuația circuitului poate fi scrisă sub forma :

$$L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + Ri_g + \frac{1}{C}\int_0^t i_g\,\mathrm{d}t = \hat{U}_g \sin(\omega t + \psi_u). \tag{1}$$

Soluția ecuației (1) este :

$$i_g = \hat{I}_g(1 - \mathrm{e}^{-\delta t})\sin(\omega t + \psi i) \tag{2}$$

iar tensiunea la bornele capacității C are expresia :

$$u_c = -\frac{I_g}{\omega C}(1 - \mathrm{e}^{-\delta t})\sin(\omega t + \psi_u).$$

S-au utilizat notațiile :

$$\left.\begin{aligned} \hat{I}_g &= \frac{\hat{U}_g}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}};\\ \delta &= \frac{R}{2L};\\ \psi_i &= \psi_u - \operatorname{arc\,tg}\left[\frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}\right];\\ R &= R_1 + R_2;\\ L &= L_1 + L_2. \end{aligned}\right\} \tag{3}$$

Stabilirea regimului permanent la rezonanță are loc după un timp $t \approx 3/\delta$, cînd $\hat{I}_g = \hat{U}_g/R$ și $\psi_i = \psi_u$.

După închiderea CS (IP rămîne închis), așa cum s-a menționat anterior curentul de scurtcircuit echivalent care parcurge siguranța încercată are expresia :

$$i_{1sc} = i_1 + i_{gsc} \tag{4}$$

unde i_1 este curentul de frecvență mărită din ramura CL_1R_1S (sursă G). Pentru calculul lui i_1 se scrie ecuația :

$$L_1\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} + R_1 i_1 + \frac{1}{C}\int i_1\mathrm{d}t = u_c\,(0) \tag{5}$$

a cărei soluție este :

$$i_1 = \frac{\hat{U}_c \sin\frac{\pi}{2}\left(1 - \frac{t_p}{5}\right)}{\omega_s L_1}\mathrm{e}^{-\delta_{01}t}\sin\omega_s t + \\ + \hat{I}_g \sin\pi\left(1 - \frac{t_p}{10}\right)\mathrm{e}^{-\delta_{01}t}\cos\omega_s t. \tag{6}$$

Similar se determină și i_{gsc} obținîndu-se în final :

$$i_{gsc} = \hat{I}_{gsc}\left[\mathrm{e}^{-\delta_{02}t}\sin\alpha + \sin(\omega t - \alpha)\right] + \\ + \hat{I}_g\,\mathrm{e}^{-\delta_{02}t}\sin\pi\left(1 - \frac{t_p}{10}\right). \tag{7}$$

Pentru calculul expresiilor (6) și (7) s-a considerat că închiderea CS are loc pe porțiunea ascendentă a tensiunii u_c cu t_p înainte de valoarea maximă a acestei tensiuni. S-a procedat astfel deoarece s-a urmărit să se obțină con

dițiile cele mai severe de încercare adică, supratensiunea de deconectare să apară în momentul în care tensiunea de restabilire de frecvență industrială are valoarea maximă.

Expresia lui i_{1sc} (4) se poate scrie mai simplu decît însumînd (6) cu (7) dacă ținem seama de următoarele :

— închiderea CS are loc în vecinătatea imediată a lui $\hat{U}_c$ deci $u_g \approx 0$;

— pentru $Q = 10 - 20$, $R_2 \ll L_2$ deci $\varphi = 90°$, $\psi = 0$ deci $\alpha = 90°$;

— t_p, δ_{01} și δ_{02} au valori mici.

În acest caz :

$$i_{1sc} = \frac{\hat{U}_c}{\omega_s L_1} \sin \omega t + \hat{I}_{gsc} (1 - \cos \omega t). \quad (8)$$

Conform celor menționate anterior expresia (8) poate fi redusă la primul termen (i_1) deoarece $i_{gsc} \ll i_1$ ($u_g \ll u_c$, $L_2 \gg L_1$, $R_2 \gg R_1$).

Panta curentului (8) în origine este în acest caz :

$$\left.\frac{\mathrm{d}i_{1sc}}{\mathrm{d}t}\right|_{t=0} = \frac{\hat{U}_c}{L_1} = \omega_s \hat{I}_1 . \quad (9)$$

Curentul limitat se obține făcînd în (8) $t = t_p$; considerînd pentru t_p mic sinusul ca fiind egal cu argumentul :

$$i_l = \frac{\hat{U}_c}{L_1} t_p = \omega_s \hat{I}_1 t_p \quad (10)$$

Variația tensiunii la bornele condensatorului în timpul descărcării acestuia cu pulsația ω_s este, ținînd seama de simplificările anterioare :

$$u_c = \hat{U}_c \, \mathrm{e}^{-\delta_{01} t} \cos \omega_s t. \quad (11)$$

În expresiile (5) ÷ (10) s-au utilizat notațiile :

$$\left.\begin{aligned} &\delta_{01} = \frac{R_1}{2L_1}; \\ &\omega_s^2 = \omega_{0s}^2 - \delta_{01}^2 ; \quad \omega_{0s}^2 = \frac{1}{L_1 C}; \\ &u_c(0) = \hat{U}_c \sin \frac{\pi}{2}\left(1 - \frac{t_p}{5}\right); \\ &\delta_{02} = \frac{R_2}{2L_2}; \\ &\alpha = \varphi - \psi ; \end{aligned}\right\} \quad (12)$$

φ — unghiul de defazaj dintre tensiune și curent ;

ψ — unghiul corespunzător momentului conectării CS.

În perioada preare, schema sintetică ICPE-2 îndeplinește condițiile de echivalență [1], relațiile (9) și (10) servind simultan și pentru dimensionarea schemei ; de asemenea în prima fază a perioadei de interacțiune condițiile de echivalență sînt îndeplinite dacă C_3 și R_3 sînt corect alese. În a doua fază a perioadei de interacțiune, rezistența siguranței încercate crește rapid determinînd în final o revenire la rezonanță. Revenirea la rezonanță are loc pentru o valoare inițială mare a tensiunii u_c, valoare care se obține făcînd $t = t_p$ în expresia (11), deci fără ca fenomenele să fie reluate ca la timpul t_0 (fig. 3).

În perioada dielectrică, tensiunea la bornele siguranței poate fi menținută egală cu tensiunea de restabilire de frecvență industrială timp de 15 s așa cum o cer normele în vigoare.

Ramura R_3C_3 destinată reglajului frecvenței proprii și factorului de amplitudine, are în general o impedanță de zeci sau sute de ori mai mare decît ramurile cu care este în paralel astfel încît rezonanța este practic neafectată.

După efectuarea încercării, întreruptorul IP se deschide simultan sau după închiderea separatorului de punere la pămînt S_p destinat descărcării condensatoarelor C și C_3 ; după un timp convenabil ales se deschide și CS schema fiind astfel pregătită pentru o nouă încercare.

Întreruptorul IP se alege astfel încît să poată suporta curentul la rezonanță și să poată deconecta curentul debitat de generatorul G care este limitat de rezistența R_p. Aceste condiții de funcționare relativ ușoare pot fi îndeplinite și de un separator de sarcină sau de un contactor de medie tensiune. În ceea ce privește dispersia la închidere a IP sau S_p, nu se impun condiții deosebite (aparatele pot fi de construcție normală). Contactorul sincron trebuie să aibă o dispersie la închidere de 4—5 grade electrice ceea ce este uzual pentru astfel de aparate. Desfășurarea fenomenelor este comandată de un comutator program.

Schema sintetică $ICPE$-2 (fig. 1) este numai una din cele două scheme de bază pentru care s-a cerut prioritate [2], [3]. Cea de a doua schemă, este prezentată în figura 4.

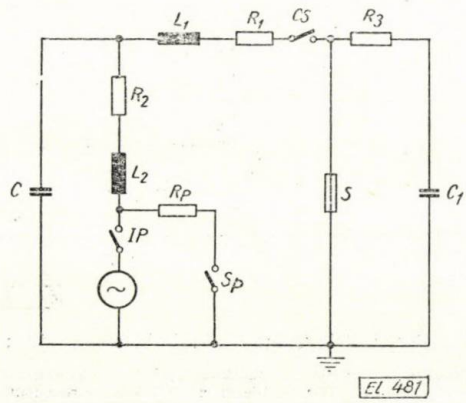


Fig. 4. Schema ICPE-2, variantă cu divizare de curent :
R_3, C_3 — rezistența și capacitatea pentru reglajul frecvenței proprii și a factorului de amplitudine.

Schemele ICPE-2 diferă față de schemele [2], [3] prin faptul că în ramura R_3C_3 nu mai este introdusă o inductanță ; prezența unei in-

ductanțe pentru reglajul frecvenței proprii nu este absolut necesară rezultatele identice putînd fi obținute numai cu ramura R_3C_3. În acest ultim caz schema se simplifică și devine mai economică deoarece capacitatea C_3 este mai mică. Cele două scheme ICPE-2 sînt echivalente ca posibilități de încercare și ca dificultate de calcul (conțin același număr de acumulatoare de energie); preferințe pentru una din cele două scheme se pot exprima în funcție de tensiunea nominală a siguranței încercate, schema ICPE-2 (fig. 1) fiind preferabilă atunci cînd prima tensiune nominală este mult mai mare decît cea de a doua (aceasta este de fapt cazul general din laboratoarele de încercare).

2. Concluzii

Avantajele schemei sintetice ICPE-2;

— tensiunea de restabilire de frecvență industrială poate fi menținută cu amplitudine constantă un timp îndelungat (necesar 15 s) la bornele siguranței;

— fenomenele fizice care apar în toate cele trei perioade de funcționare ale siguranței în regim de scurtcircuit sînt identice cu acelea care apar la încercarea directă;

— sursa care alimentează circuitul rezonant contribuie, este adevărat într-o măsură redusă, la mărirea posibilităților de încercare ale schemei;

— posibilitatea reglării factorului de amplitudine și a frecvenței proprii în limite largi.

Dezavantajele schemei ICPE-2;

— schema este mai complexă;

— este necesară utilizarea unui comutator program.

Rezultă că avantajele schemei sintetice ICPE-2 sînt de natură tehnico-econmică pe cînd dezavantajele constau în necesitatea de a utiliza o aparatură mai pretențioasă și într-un grad mai mare de complexitate al schemei care încă nu deranjează în cazul unei instalații de laborator.

Bibliografie

[1] *Marinescu, I.* Criterii de echivalență între încercările directe și sintetice pentru verificarea capacității de rupere a siguranțelor de înaltă tensiune, limitatoare. În : Electrotehnica **19**, nr. 11, 1971, pag. 405—408

[2] *Marinescu, I.* Circuit oscilant pentru încercarea la putere de rupere a siguranțelor fuzibile. Certificat de autor nr. 49 554 din 11.05.1968.

[3] Brevet nr. 49 554 din 27.06.1967 (M.I.C.M.)

[4] *Marinescu, I.* Încercarea siguranțelor de înaltă tensiune și mare putere în circuit oscilant, În : Electrotehnica, vol. **11**, nr. 7, 1963, p. 259—263.

[5] *Kaplan, V.V.* Ispitanie visokovoltnîh tokoograniciivaiuşcih predohranitelei na kolebatelnom konture. In : Electricestvo, vol. **77**, nr. 5, 1956, p. 38—42.

[6] *Kriechbaum, K.* Schaltspannungen von Hochleistungssicherungen. In : AEG-Mitt, vol **47**, nr. 7/8, 1957, p. 265—270.

[7] *Zajic, V.I.* Remarques sur les méthodiques des essais en court-circuit. Symposium Praha, sept. 1970.

[8] *Zajic, A.* Die Indirecten Prüfungen von Hochleistungssicherungen. In : Comunicările de „A doua conferință a Electricienilor", București, 23—26 sept. 1969.

Intrat în redacție la 22.VII. 1971

Influența condițiilor de măcinare și tratament termic asupra proprietăților magnetice ale pulberilor de $BaFe_{12}O_{19}$

V. FLORESCU, C. RUSU, G. KORONY, V. TANACH și M. CUTEANU* — București

CZ 621.318.22.002.2

1. Generalități

Cunoașterea condițiilor optime de măcinare și tratament termic pentru pulberile din ferită de Ba prezintă o importanță deosebită în stabilirea procesului tehnologic de realizare a magneților plastici.

Heimke [1] subliniază că această cunoaștere este esențială în obținerea unei ferite cu cristalite cît mai apropiate de dimensiunile monodomenice și cu forță coercitivă cît mai ridicată.

Tenzer [2] arată de asemenea că supraestimarea prelucrării mecanice, sau deplasarea de la condițiile optime în sensul măririi timpului de măcinare, are un efect negativ asupra performanțelor feritei (scăderea bruscă a forței coercitive), datorită apariției fazei superparamagnetice- cristalite cu diametrul de aproximativ 80 Å.

Important de remarcat este faptul că, condițiile optime sînt foarte diferite de la un tip de probă la alta chiar în cadrul aceluiași compus, fiind de obicei obiectul patentelor firmelor producătoare. O pondere mare în variabilitatea acestor condiții optime este dată de materiile prime folosite. De aici rezultă necesitatea realizării condițiilor optime pentru diferitele seturi de materii prime folosite în obținerea feritelor.

Prezenta lucrare își propune un studiu asupra pulberilor fine din ferită de Ba în funcție de prelucrările mecanice și tratamentul termic pentru un set de materii prime ce vor fi descrise în paragraful următor.

* Fiz. *V. Florescu*, fiz. *C. Rusu* și ing. *G. Korony* lucrează la Institutul de Fizică-București, iar ing. *V. Tanach* și ing. *M. Cuteanu*, la IETC.

Tabela 1

Probe măcinate în vibromoară și netratate termic		Probe măcinate în vibromoară și tratate la 800°C cu un palier de trei ore		Probe măcinate în vibromoară și tratate la 900°C cu un palier de trei ore	
indicele probei	timp de măcinare (ore)	indicele probei	timp de măcinare (ore)	indicele probei	timp de măcinare ore
M_4	6	M_{4a}	6	M_{4b}	6
M_5	10	M_{5a}	10	M_{5b}	10
M_6	15	M_{6a}	15	M_{6b}	15
M_7	24	M_{7a}	24	M_{7b}	24
M_8	48	M_{8a}	48	M_{8b}	48

2. Prepararea probelor

Au fost preparate mai multe șarje din ferită de Ba cu următoarea compoziție în procente de greutate :

$$BaO.\ 5{,}9Fe_2O_3 + 1{,}5\ \%\ Bi_2O_3$$

Pentru prepararea materialului s-au folosit atît materii prime indigene (oxid roșu de fier — Orăștie) cît și materiale din import (carbonat de bariu — R.D.G.). Dozarea s-a făcut conform rețetei cu corecțiile de puritate, rezultate din analiza chimică a materiilor prime.

Presinterizarea s-a făcut la o temperatură de 1150°C într-un cuptor tunel. Ferita astfel obținută a fost concasată și măcinată în mori cu bile care a urmat o măcinare fină la vibromoară; s-au elaborat astfel șarje măcinate timp de 6, 10, 15, 24 și 48 ore. În continuare pulberea de ferită a fost supusă unui tratament termic cu temperatura de palier de 800°C și 900 °C timp de trei ore. Astfel au fost elaborate trei grupe de șarje așa cum se prezintă în tabela 1.

Tratamentul termic s-a făcut într-un cuptor cameră a cărui viteză de creștere a temperaturii a fost reglată la 100°C/h iar viteza de răcire la 40°C/h.

3. Măsurători experimentale

Măsurătorile experimentale au avut drept scop caracterizarea pulberilor atît din punct de vedere structural (dimensiunea și forma cristalitelor), cît și din punct de vedere magnetic (variația momentului magnetic în funcție de condițiile de măcinare și tratament termic).

3.1. *Măsurători de suprafață specifică.* Determinarea suprafeței specifice s-a făcut prin metoda BET cu ajutorul unui aparat special construit [3]. Expresia ecuației BET este :

$$\frac{P}{n_a\,(P_s - P)} = \frac{1}{\eta\, c} + \frac{c-1}{\eta c} \cdot \frac{P}{P_s} \qquad (1)$$

unde P este presiunea de echilibru la adsorbție ; P_s — presiunea valorii de saturație corespunzătoare temperaturii de lucru ; n_a — cantitatea de gaz adsorbită, η — capacitatea de monostrat, și c — constantă care depinde de gazul utilizat și temperatura de lucru.

Mărimile măsurabile din ecuația (1) sînt presiunea de echilibru (P) și cantitatea de adsorbant (n_a). Dacă se reprezintă ecuația (1) într-un plan (P/P_s, $P/n_a(P - P_s)$) vom obține o dreaptă din ai cărei parametri se pot calcula valorile constantei c și a capacității de monostrat.

Dacă absorbția se raportează la numărul de moli, atunci suprafața specifică a pulberii studiate (S) se determină din relația :

$$S = \frac{\eta}{m} \cdot N \cdot \omega \qquad (2)$$

unde N este numărul lui Avogadro ; m — masa pulberii, ω — suprafața ocupată de o moleculă de gaz pe suprafața solidului.

Rezultatele măsurătorilor sînt prezentate în coloanele (1) din tabelele 2, 3, și 4 pentru probele luate în discuție cu o eroare relativă de ± 5 %.

3.2. *Măsurători de inducție remanentă și forță coercitivă.* Aceste măsurători au fost efectuate cu un magnetometru standard tip AEG pe pulberi presate sub formă de epruvete pentru a se adapta aparatului. Valorile obținute pentru inducția remanentă (B_r) și pentru forța coercitivă (H_c și jH_c) sînt prezentate în coloanele (2), (3), (4) ale tabelelor 2, 3, 4.

3.3. *Măsurători de magnetizare la saturație și temperatură Curie.* Măsurătorile de magnetizare la saturație s-au făcut cu ajutorul unui magnetometru vibrațional de construcție proprie [4], montat pe un electromagnet de tip JEOL (Japonia), capabil să furnizeze un cîmp maxim de 15 kGs, necesar pentru obținerea stării de saturație a probelor.

Tabela 2

Indicele probei	(1) Suprafață specifică S, m^2/g	(2) Inducție remanentă B_r, Gs	(3) Forța coercitivă H_c, Oe	(4) Forța coercitivă jH_c, Oe	(5) Mag. la sat. specifică σ_s Gs, cm^3/g	(6) Dimens. medie a distrib. Gauss Å x 10^{-3}	(7)* Dim. caracter. ptr. cristalite Å x 10^{-3}
M_4	2,9	1220	800	1600	65,68	2,0	5,0 — 7,0
M_5	5,0	1180	820	2200	64,53	1,2	2,0 — 4,0
M_6	6,2	1150	940	1620	64,85	0,9	2,0 — 4,0
M^7	11,7	1380	800	2600	63,30	0,6	2,0 — 4,0
M_8	20,1	970	590	1300	64,79	0,5	nu apare

* Nu reprezintă o valoare medie, frecvența de apariție a formațiunilor respective fiind foarte rară.

Tabela 3

Indicele probei	(1) Suprafaţa specifică S m²/g	(2) Inducţie remanentă B_r, Gs	(3) Forţa coercitivă H_c, Oe	(4) jH_c, Oe	(5) Mag. la sat. specifică σ_s, Gs.cm³/g	(6) Dimens. max ale cristalitelor regulate (Å) × 10^{-3}	(7) Dimens. medie a cristalitelor regulate (Å) × 10^{-3}	(8) Dimens. minimă a cristalitelor regulate (Å) × 10^{-3}	(9**) Dimens. carcater. ptr. hexagoane (Å) × 10^{-3}	(10) Dimens. medie a formaţiunilor fine (Å) × 10^{-3}	(11) Dimens. medie a formaţiunilor neregulate (Å) × 10^{-3}	(12) Formaţiuni caract. a pulberilor
M_{4a}	1,5	1230	1080	2600	67,19	—	—	—	—	—	—	—
M_{5a}	2,2	1230	1080	2520	64,23	10—20	5—10	2,5—5	3,3	0,8	3,0	lanţuri lungi
M_{6a}	2,3	1100	1050	2480	64,10	11—25	6—12	3,0—6	3,5	1,0	4,0	lanţuri lungi
M_{7a}	3,6	980	880	2750	58,00	—	3—6**	1,3—2,6	—	0,9	2,0	lanţuri scurte
M_{8a}	6,0	830	820	3000	51,96	—	—	—	—	—	0,7***	aglomerări

* Pentru probe care au fost supuse tratamentului termic la 800°C.
** Nu reprezintă o valoare medie statistică, frecvenţa de apariţie a formaţiunilor respective fiind foarte mică.
*** Reprezintă o medie statistică cu distribuţie gaussiană.

Tabela 4

Indicele probei	(1) Suprafaţă specifică S, m²/g	(2) Inducţie remanentă B_r, Gs	(3) Forţa coercitivă H_c Oe	(4) Forţa coercitivă jH_c Oe	(5) Mag. la sat. specifică σ_s, Gs, cm³/g)	(6)** Dim. caract. pt. crist. regulate (Å) × 10^{-3}	(7) Dim. caract. a part. mari puternic distorsionate (Å) × 10^{-3}	(8) Dim. medie a partic. mici (Å) × 10^{-3}
M_{4b}	1,0	480	460	4200	64,40	—	8,0	1,4
M_{5b}	1,0	500	480	4300	63,90	5—10	9,0	1,3
M_{6b}	1,9	500	520	4500	63,97	6—12	10,0	1,0
M_{7b}	2,5	420	430	4200	57,80	5—10	5,5	0,7
M_{8b}	4,3	400	470	3500	51,68	—	2,4	0,7

* Pentru probe care au fost supuse tratamentului termic de recoacere la 900°C.
** Nu reprezintă o valoare medie statistică, frecvenţa de apariţie a formaţiilor respective fiind foarte mică.

Problema asigurării unui cîmp suficient de mare pentru a ne plasa în condiţiile saturării magnetice a pulberilor este esenţială pentru exactitatea măsurătorilor de magnetizare la saturaţie şi pentru aprecierea feritizării.

Etalonarea magnetometrului vibraţional s-a făcut cu o probă de Ni pur (99,9 %) procurat de la firma Johnson-Matthey şi care avea următoarele caracteristici magnetice :

$\sigma_s = 54{,}39$ Gs.cm³/g ; $4\pi M_s = 6084$ Gs ; $T_c = 358$°C.

Valoarea magnetizării la saturaţie specifică a unei probe necunoscute (σ_{sx}) se determină din relaţia [4]. :

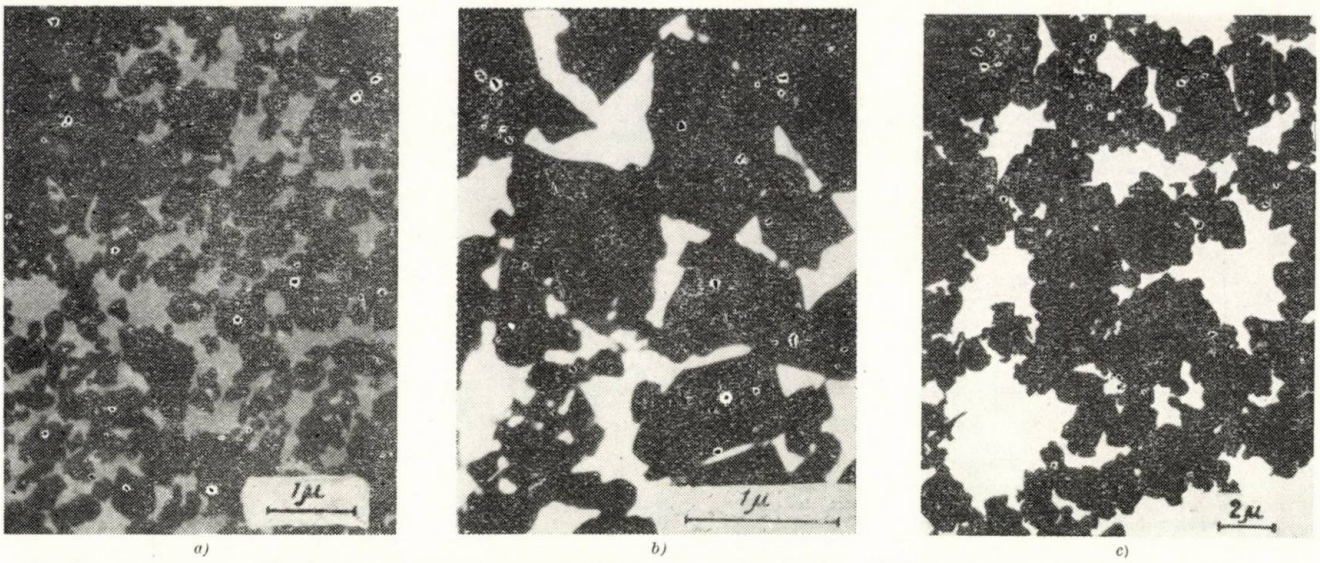
$$\sigma_{sx} = \sigma_{sNi}\left(\frac{m_{Ni}}{m_x}\right)\cdot\left(\frac{V_x}{V_{Ni}}\right). \qquad (3)$$

unde σ_{sNi} este valoarea magnetizării la saturaţie specifică a probei etalon de Ni ; m_{Ni} — masa probei etalon ; m_x — masa probei de măsurat ; V_x — tensiunea indusă de proba necunoscută şi V_{Ni} — tensiunea indusă de proba de Ni. Remarcăm că rezultatele prezentate în coloanele (5) ale tabelelor 2,3 şi 4 reprezintă media a zece măsurători succesive, făcute pe aceeaşi probă, eroarea dintre o măsurătoare şi alta nedepăşind 2 %.

Măsurătorile de variaţie a magnetizării la saturaţie în funcţie de temperatură s-au făcut într-un solenoid de 12 kW, printr-o metodă balistică în intervalul de temperaturi 20°—500°C. Nu s-au constatat abateri de la curba clasică a variaţiei magnetizării la saturaţie cu temperatura pentru nici una din pulberile studiate. Punctele Curie pentru toate probele studiate se situează într-un interval de temperatură relativ îngust : 470—480°C, lărgimea acestora fiind pusă pe seama erorilor experimentale.

3.4. *Măsurători morfologice.* Determinările morfologice s-au făcut cu ajutorul unui microscop electronic electrostatic Zeiss de tip D_2. S-a făcut un studiu statistic asupra distribuţiei dimensiunilor şi formei particulelor componente ale pulberilor.

Studiul pulberilor magnetice prin microscopie electronică prezintă o serie de particularităţi şi ridică probleme speciale. Proprietăţiie magnetice ale pulberilor impun folosirea unui microscop de tip electrostatic ; într-un microscop cu focalizare electromagnetică aceste



a) b) c)

Fig. 1. Imaginea la microscopul electronic a pulberii măcinată timp de 6 ore.
a — probe de tip M_4; *b* — M_4a; *c* — M_4b.

pulberi nu se pot studia din cauza interacţiunilor cu cîmpul magnetic al microscopului.

Din cauza tendinţei de aglomerare a pulberilor studiate pregătirea probelor pentru microscopul electronic este dificilă. Utilizînd un cîmp magnetic alternativ de 50 Hz s-a reuşit o dispersare bună a particulelor pe suprafaţa apei. Tensiunea superficială împiedicînd mişcarea particulelor, ele se aşază sub formă de monostrat obţinîndu-se astfel un preparat necesar probelor de examinat microscopic. Probele astfel dispersate s-au trecut pe reţeaua microscopului care în prealabil a fost acoperită cu un suport. Natura suportului influenţează mult calitatea probelor. Au fost încercate mai multe suporturi. Suportul de colodiu s-a dovedit necorespunzător, rupîndu-se foarte uşor. Suporturile de oxid de Si, cărbune amorf prezentînd o rigiditate mai mare păreau a fi corespunzătoare dar, particulele magnetice în fasciculul electronic se rearanjau rotindu-se şi aglomerîndu-se pe suporturi, nepermiţînd astfel utilizarea unei intensităţi suficiente de fascicul. Pentru fixarea particulelor s-au folosit nişte suporturi speciale feromagnetice. Aceştia constau din straturi subţiri (200—400 Å grosime) obţinuţi din depunerea în vid ($P < 2 \cdot 10^{-5}$ torr) pe suporţi de NaCl a Ni, folosind în acest scop un tun electronic de mare putere. Cu acest tip de suport s-a reuşit ca particulele studiate să rămînă dispersate şi în acelaşi timp bine legate de suport.

Cîmpul magnetic al particulelor perturbînd într-o oarecare măsură fasciculul de electroni duce la o îmbunătăţire a rezoluţiei microscopului. Utilizînd tensiuni de accelerare a electronilor de 50 kV, acest efect scade foarte mult.

Pulberea măcinată dă o distribuţie gaussiană a dimensiunilor de particule, indicîndu-se maximul distribuţiei în tabela 2 coloana (6). Aspectul general este de praf bine dispersat prezentînd foarte rar particule regulate, dreptunghiulare lipite în lungul laturii mari. (fig. 1a, 1b, 2a, 3a, 4a, 5a,)

În tabela 2 coloana (7) se specifică probele la care s-au observat asemenea particule dîndu-se dimensiunile lor. La probele M_4 apar particule de formă hexagonală de aproximativ 2 500 Å. Majoritatea particulelor din aceste pulberi au un aspect colţuros cu laturi drepte.

La pulberea măcinată şi tratată termic la 800 °C distribuţia Gauss nu se respectă, iar calculul unei dimensiuni medii este dificil. Această pulbere prezintă trei aspecte importante :

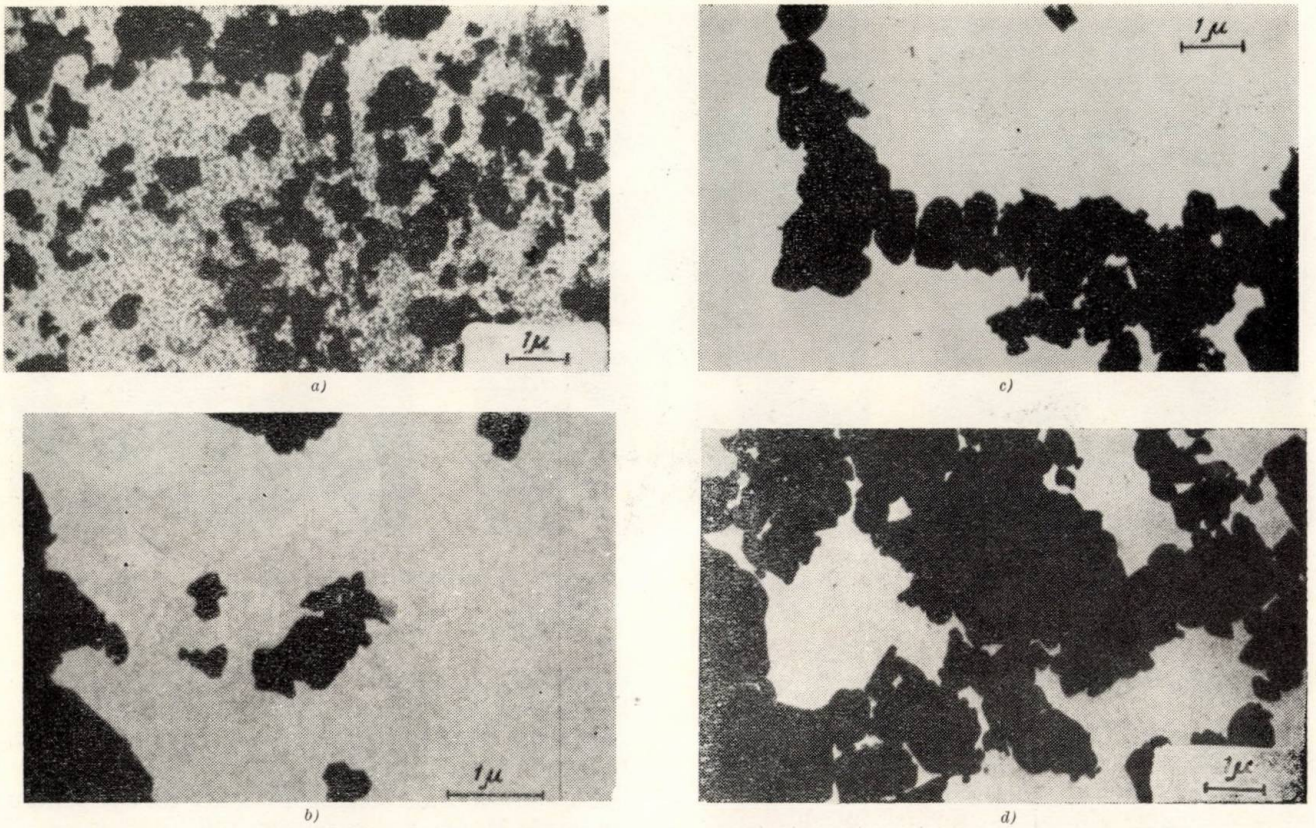
— cristalite cu forme geometrice regulate avînd forma unor dreptunghiuri cu raportul dintre laturi de aproximativ 1/2 (fig. 2c, 3b) reprezentînd majoritatea materialului magnetic (tabela 3 coloanele (6)—(8). De asemenea se observă formaţiuni alcătuite din hexagoane alipite — tabela 3, coloana (9), (fig. 2b);

— formaţiuni de dimensiuni reduse lipite de cristalitele cu forme geometrice regulate (fig. 2c, 3b), care pot fi atît particule independente dar lipite de particulele mari prin interacţiuni magnetice, cît şi formaţiuni legate structural de acestea — tabela 3 coloana (10);

— particule neregulate de dimensiuni mari prezentînd aspectul unor aglomerări de particule mai mici cu forme rotunjite a căror dimensiune medie este prezentată în tabela 3 coloana (11), (fig. 4b).

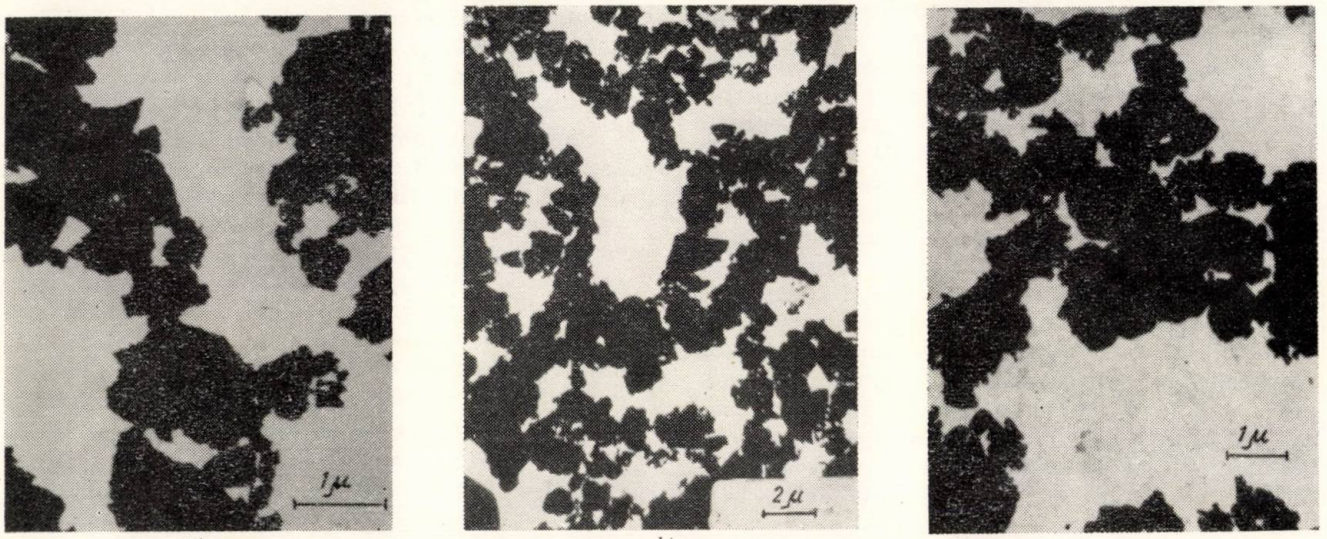
Aspectul general al pulberii tratată la 800°C este dat de cristalitele regulate lipite pe latura lor mare şi înconjurate de particule mici — tabela 3 coloana (12), (fig. 2c, 3b, 4b).

Pulberea măcinată şi tratată la 900°C prezintă modificări morfologice importante faţă de cea tratată la 800 °C. Astfel :



a) c) b) d)

Fig. 2. Imaginea la microscopul electronic a pulberii măcinată timp de 10 ore :
a — probe de tip M_5 ; *b* — M_{5a} ; *c* — M_{5a} ; *d* — M_{5b} .



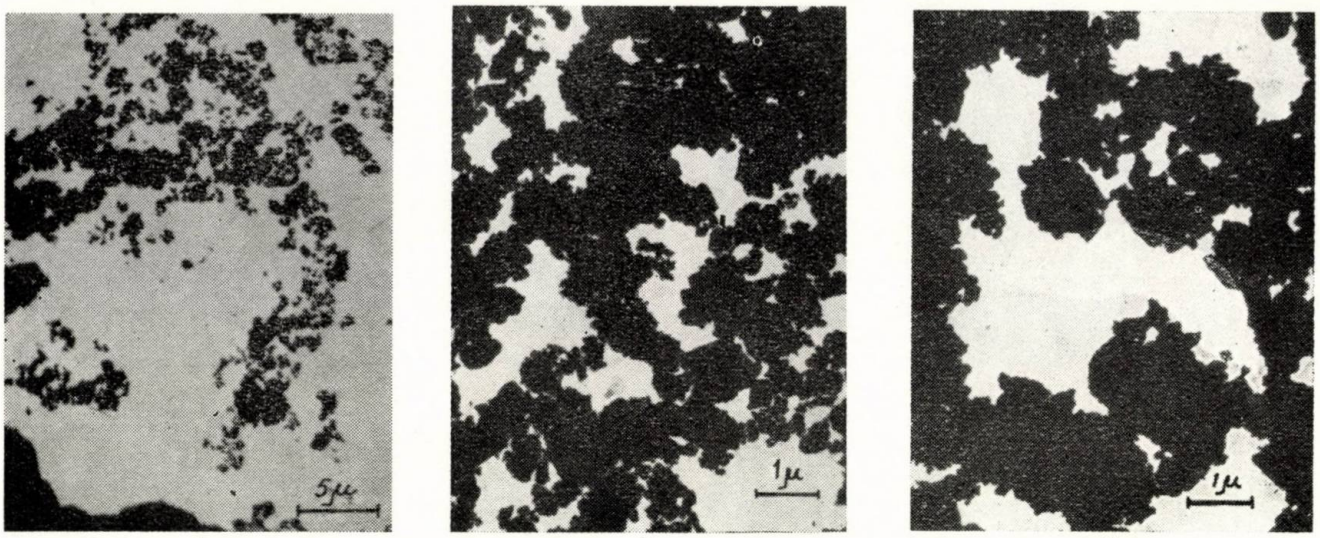
a) b) c)

Fig. 3. Imaginea la microscopul electronic a pulberii măcinată timp de 15 ore :
a — probe de tip M_6 ; *b* — M_{6a} ; *c* — M_{6b}.

— apar cristalite cu forme geometrice regulate asemănătoare cu cele din pulberea tratată la 800 °C (fig. 2d) însă în număr foarte mic și care se așază în lanțuri — tabela 4 coloana (6).

— apar particule cu aspect geometric regulat dar puțin distorsionate cu laturile slab conturate, avînd aspectul unor cristalite dreptunghiulare pe suprafețele cărora au apărut formațiuni cu altă structură, sau altfel orientate — tabela 4 coloana (7), (fig. 2d, 3c) ;

— se observă formațiuni sferice de dimensiuni mai mici lipite de particulele mari (fig. 3c), tabela 4 coloana (8). Pulberea se prezintă în general sub formă de lanțuri scurte formate din cîteva particule cu formă geometrică regulată (fig.2d).



a) b) c)

Fig. 4. Imaginea la microscopul electronic a pulberii măcinată timp de 24 ore :
a – probe de tip M_7; *b* – M_{7a}; *c* – M_{7b}.

4. Discuția rezultatelor

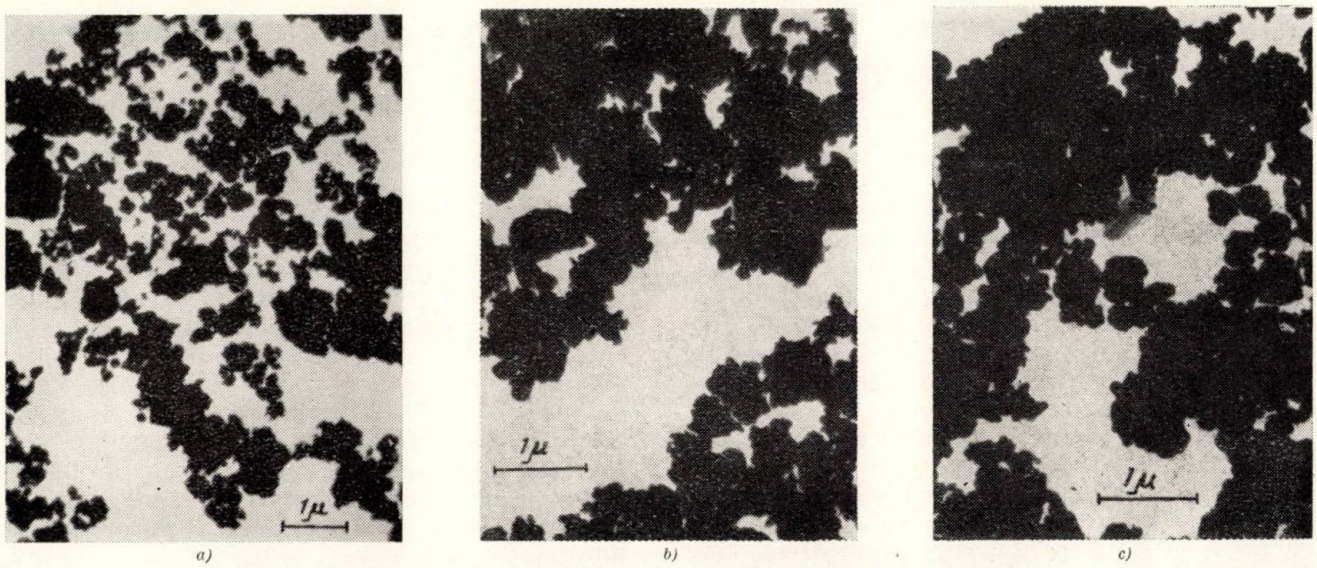
Datele prezentate în coloanele (5) ale tabelelor 2, 3, 4 privind magnetizarea la saturație specifică* delimitează problemele studiate în : probe cu valori ale lui σ_s cuprinse într-un interval 57,80—67,19 Gs cm³/g și probe cu valori ale lui σ_s în afara acestui interval. Singurele valori în afara intervalului de mai sus s-au găsit pentru probele M_{8a} și M_{8b} respectiv 51,96 Gs. cm³/g și 51,68 Gs, cm³/g. Din prezentarea datelor în cele trei tabele se observă că prin tratament termic valorile magnetizării la saturație devin mai scăzute în special pentru probele măcinate un timp mai îndelungat (24 ore sau 48 ore).

Dacă pentru valorile mici ale magnetizării la saturație obținute pentru probe supuse unor măcinări mai scurte (sub 6 ore) în literatura de specialitate se admite un punct de vedere unic și anume că nu s-au atins dimensiunile optime ale cristalitelor (dimensiunile monodomenice), pentru valorile mici ale magnetizării la saturație obținute după timp mai îndelungat de măcinare și cu tratament termic ulterior părerile sînt împărțite. Astfel Heimke [1] și Tenzer [2] explică o comportare analoagă a probelor lor din $BaFe_{12}O_{19}$ măcinate îndelung prin apariția unei faze superparamagnetice. Richter [6] explică comportarea pulberilor din $BaFe_{12}O_{19}$ studiate de el prin apariția unei faze ferimagnetice secundare cu o temperatură Curie deosebită (aprox. 150°C) de cea principală și a cărei mărime în procente ar crește proporțional cu timpul de măcinare. Trebuie remarcat că o astfel de fază secundară ferimagnetică nu a putut fi identificată nici prin studii morfologice și nici prin analize de raze X.

Din datele morfologice obținute de noi pentru pulberile M_{8a} și M_{8b} se poate trage concluzia că în cazul lor ne aflăm în vecinătatea fazei superparamagnetice nu pentru întreaga cantitate de pulbere ci pentru o parte destul de mare a acesteia. Această concluzie este confirmată și de rezultatele măsurătorilor magnetice (B_r și σ_s coloanele (2) și (5) din tabelele 3 și 4).

Pentru probele cu valorile magnetizării la saturație specifică în interiorul intervalului definit mai sus, din datele prezentate în tabelele 2, 3 și 4 rezultă că factorii timp de măcinare și temperatură de tratament prezintă o influență deosebită asupra dimensiunilor formelor particulelor și valorilor forței coercitive. Astfel se constată că dacă pulberile M_5 și M_6 prezintă valori mai scăzute ale forței coercitive (940 Oe și 780 Oe respectiv), după un tratament termic la 800 °C cu un palier de trei ore (probele M_{5a} și M_{6a}) prezintă o valoare mai ridicată a forței coercitive (1080 Oe și respectiv 1050 Oe). Aceste rezultate sînt în concordanță cu analiza morfologică prezentată în paragraful 3.4. Se poate constata urmărind datele morfologice (tabelele 2, 3 și 4 coloanele (6) — (12)), că proprietățile magnetice ale pulberilor se pot aprecia prin frecvența și lungimea lanțurilor de particule ce se formează în pulberea respectivă; lanțuri lungi pot forma numai particulele cu aspect dreptunghiular — particule considerate a fi monodomenice. Cele mai multe particule de acest fel grupate în lanțuri apar la probele M_{5a} și M_{6a} formînd cea mai mare parte a materia-

* Rezultatele privind magnetizarea la saturație specifică din coloanele (5) se pot calcula și cu ajutorul densității de r.x. a feritei de Ba, care conform [5] are valoarea 5,28 g/cm³, obținîndu-se astfel valorile magnetizării la saturație în gaussi.



a) b) c)

Fig. 5. Imaginea la microscopul electronic a pulberii măcinată timp de 48 ore :
a – probe de tip M_8 ; *b* – M_8a ; *c* – M_8b .

lului respectiv. Prin mărirea temperaturii de tratament (900°C cu un palier de trei ore), forța coercitivă pentru probele M_{5b} și M_{6b} (460 Oe și respectiv 480 Oe) scade sub valorile inițiale ale pulberilor fără tratament termic. De asemenea, din punct de vedere morfologic se constată că apar mai frecvent formațiuni care nu se mai așază în lanțuri (tabela 4 pentru probele M_{5b} și M_{6b}). Noile tipuri de formațiuni ce apar au fost denumite particule distorsionate, nefavorabile unei orientări magnetice.

5. Concluzii

— Din rezultatele prezentate se vede că temperatura de tratament nu influențează valorile momentului magnetic la saturație și nici a temperaturii Curie, lucru care pare evident și datorită valorilor relativ scăzute ale temperaturilor tratamentului termic.

— Parametrul magnetic care „simte" cel mai mult variația temperaturii de tratament este forța coercitivă.

— Dintre cele două temperaturi de tratament studiate s-a constatat că temperatura de 800°C cu un palier de trei ore conduce la valori ale parametrilor magnetici (σ_s, H_c, B_r,) mai ridicate decît temperatura de 900°C.

— Probele M_7, M_{7a}, M_{7b} prezintă valori mai scăzute atît pentru forța coercitivă cît și pentru magnetizarea la saturație specifică, cu creșterea temperaturii de tratament. Pe aceste probe analiza morfologică indică mai multe particule distorsionate (tabela 3 și 4) decît pentru ori care altele dintre probele considerate în intervalul mai sus definit.

— Se poate presupune că faza superparamagnetică a apărut încă de la aceste probe de tip M_7, dar într-un procentaj mai redus, pentru ca apoi la probele de tip M_8 acest procentaj să crească mult mai mult.

— Din studiul nostru condițiile tehnologice care au dus la parametrii magnetici cei mai ridicați (probele de tip M_5 și M_6) au fost : timpul de măcinare în vibromoară între 10—15 ore iar tratamentul termic ulterior — 800°C cu un palier de trei ore.

Bibliografie

[1] *Heimke, G.* Die Sättigungsmagnetisierung von Bariumferritpulven nach verschiedenen Mahl-und Analassbehandlungen. In : Z. für Angew. Phys. **17**, nr. 3, 1964, p. 181

[2] *Tenzer, R.K.* Influence of Particle Size on the Coercive Force of Barium Ferrite Powders. În : J. Appl. Phys. **34**, nr. 4 (part. 2), 1963, p. 1267—1268.

[3] *Bălășescu, Gh.* și *Galațchi, Gh.* Metoda și aparatura de laborator pentru determinarea precisă a suprafeței specifice. În : Lucrările ICPE la a cincea sesiune de comunicări tehnico-științifice, vol. **1**, 1965, p. 20.

[4] *Tănăsoiu, C., Nicolae I.* și *Florescu V.* Magnetometru vibrațional pentru determinarea parametrilor magnetici ai materialelor fero și ferimagnetice. În : Electrotehnica (în curs de apariție).

[5] *Smit, J.* și *Wijn, H.P.* Ferrites. Philips Tehnical Library, 1959.

[6] *Richter, H.G.* și *Dietrich, H.E.* On the Magnetic Properties of Fine Milled Barrium and Strontium Ferrites. În : IEEE Trans. Mag., MAG-4, 1968, p. 3.

Intrat în redacție la 8.VI.1971

Studiul experimental al forței de atracție la electromagneții de curent alternativ monofazat

PAUL DINCULESCU* — București

CZ 621.318.34.013.2

Forța de atracție la electromagneții de curent alternativ monofazat reprezintă o undă pulsatorie, de frecvență dublă față de frecvența curentului ce parcurge înfășurarea, anulîndu-se la fiecare trecere prin zero a acestuia. În poziția închis, dacă electromagnetul este prevăzut cu spire ecran, forța rămîne pulsatorie dar nu mai trece prin valoarea zero.

Măsurarea unei forțe pulsatorii nu mai poate fi făcută în bune condiții pe cale mecanică cu ajutorul greutăților sau al dinamometrelor cu resort. Din acest motiv, în tehnica măsurărilor de forțe se întîlnesc aproape exclusiv metode de măsură pe cale electrică, utilizîndu-se traductoare de forță și înregistrarea oscilografică a variației forței de timp.

Partea principală a dispozitivului de măsurare a forței o constituie un element supus acțiunii forței de măsurat. Natura modificărilor pe care acest element le suferă sub influența forței este diferită. Unele elemente suferă modificări de natură electrică, cum este cazul cristalului piezoelectric [1], [2]. Alte elemente suferă modificări de natură mecanică, transformate apoi în mărimi electrice, așa cum se întîmplă la măsurarea cu doze bazate pe principiul magnetoelastic, pe principiul inductiv sau pe principiul convertoarelor rezistive [3].

Cristalul piezoelectric și-a găsit largi aplicații la măsurarea presiunilor [4]. Dozele de măsură bazate pe efectul magnetoelastic servesc, de regulă, la măsurarea forțelor mari, de ordinul tonelor-forță [5]. Pentru măsurări de forțe la electromagneți, s-au utilizat traductoare bazate pe efectul inductiv [6].

În lucrarea de față, se prezintă o metodă de măsurare a forței de atracție a electromagnetului bazată pe utilizarea tensometriei electrice rezistive.

Trebuie remarcat faptul că orice măsurare de forță prin metodele amintite necesită o deformare mecanică a elementului sesizor al traductorului care se traduce, în ultimă instanță, printr-o modificare a lungimii întrefierului electromagnetului. Datorită sensibilității mari de care dispun punțile tensometrice actuale, deformarea după direcția de acțiune a forței poate fi redusă la ordinul sutimilor de milimetru. Rezultă că metoda poate fi aplicată cu succes pentru întrefieruri relativ mari (peste 0,2—0,3 mm).

În poziția închis a electromagnetului, piesele polare sînt în contact intim, existînd doar un întrefier echivalent (de calcul) iar o deplasare cît de mică a armăturii schimbă distribuția fluxurilor în întrefier și deci și mărimea forței de atracție. Măsurarea forței cu un traductor oarecare, în particular cu un traductor rezistiv, nu mai este posibilă pentru această poziție întrucît pentru ca traductorul să sesizeze forța, este necesar un întrefier fizic cel puțin egal cu deformația elementului sesizor și, prin urmare, nu se va putea determina niciodată cea mai mare valoare a forței minime.

Pentru găsirea forței dezvoltate în poziția închis, în lucrare se analizează utilizarea unor metode indirecte.

1. Determinarea forței în poziția deschis

Alegerea elementului sesizor

Elementul sesizor al dispozitivului de măsură a forței îl constituie un element tensionat fix, legat rigid de armătura electromagnetului și care, sub acțiunea forței dezvoltate de electromagnet, suferă o deformație transformată de către traductorul rezistiv în semnal electric.

Sistemul element sesizor-armătura electromagnetului formează un oscilator elastic simplu. Dacă x este deformația elastică a elementului sesizor, m este masa în mișcare, h este factorul de amortizare al sistemului iar k este constanta elastică, ecuația diferențială a oscilatorului, în cazul unei forțe perturbatoare de natura celei dezvoltate de electromagnet, este :

$$m\frac{d^2x}{dt^2} + h\frac{dx}{dt} + kx = F_m(1 - \cos 2\omega t) \quad (1)$$

cu soluția [7] :

$$x = \frac{F_m}{k}\left[1 - \frac{1}{\sqrt{(1-4\lambda^2)^2 + 16\lambda^2\beta^2}}\cos(2\omega t - \varphi\right] \quad (2)$$

unde :

$\lambda = \dfrac{f}{f_0}$ este raportul între frecvența forței perturbatoare și frecvența proprie de oscilație a elementului sesizor ;

$\beta = \dfrac{h}{2\sqrt{km}}$ — gradul de amortizare ;

$\varphi = \operatorname{arctg}\dfrac{4\lambda\beta}{1-4\lambda^2}$ — defazajul între forța de excitație și deformație.

---

* Ing. *P. Dinculescu* este asistent la Institutul politehnic-București, Facultatea de electrotehnică. Autorul exprimă mulțumirile sale, pentru sprijinul acordat la construirea instalațiilor experimentale, următorilor tovarăși : ing. șef *R. Dordea*, ing. *M. Brozici* (FEA) și ing. S. *Cornea* (Electroaparataj).

Dacă frecvența proprie a oscilatorului este mult mai mare decît frecvența forței de excitație ($\lambda \to 0$), indiferent de valoarea gradului de amortizare, deformația x va urmări fidel, ca amplitudine și fază, variația forței în timp.

Din punct de vedere al elementului tensionat, se preferă încovoierea deoarece în cazul întinderii sau compresiunii pot apare și solicitări de încovoiere care ar erona rezultatele măsurării. Modul de fixare a barei supuse la încovoiere se va alege astfel încît să se obțină o frecvență proprie de oscilație cît mai mare. În tabela 1 sînt prezentate principalele moduri de fixare a barelor și pulsațiile proprii de oscilație corespunzătoare. În relațiile de calcul, m reprezintă masa atașată elementului tensionat iar m_b — — masa barei propriu-zise, [8].

Din analiza tabelei 1 rezultă următoarele :

— din punct de vedere al fixării cît mai rigide și al frecvenței proprii de oscilație, la ace-

Tabela 1

Poziția barei	Pulsația proprie
m_b, m, l	$\omega_0 = \sqrt{\frac{3EI}{l^3(m+0{,}23m_b)}}$
m_b, m, $l/2$, l	$\omega_0 = \sqrt{\frac{48EI}{l^3(m+0{,}5m_b)}}$
m_b, m, $l/2$, l	$\omega_0 = \pi\sqrt{\frac{EI}{l^3(m+0{,}375m_b)}}$

eași lungime l și masă m, este preferabilă utilizarea barei dublu încastrate ;

— o frecvență proprie de oscilație cît mai mare se realizează cu o bară de lungime cît mai mică și cu un moment de inerție cît mai mare ;

— condiția de frecvență proprie este în contradicție cu cerința unei deformații sesizabile de către traductor, în sensul că pe măsură ce frecvența proprie crește deformația barei scade, scăderea deformației fiind mult mai rapidă decît creșterea frecvenței. Așa de exemplu, efortul unitar în bară

$$\sigma = \frac{M}{W} = \frac{M}{\frac{b h^2}{6}} \qquad (3)$$

scade cu pătratul grosimii barei în timp ce frecvența proprie

$$\omega_0 = \text{ct}\sqrt{I} = \text{ct}\sqrt{\frac{b h^3}{12}} \qquad (4)$$

crește cu $h^{3/2}$;

— alegerea definitivă a dimensiunilor barei va reprezenta o soluție de compromis între cerințele de frecvență proprie ridicată și deformație acceptabilă.

Pentru alegerea lungimii barei se are în vedere distribuția momentului în lungul barei (fig.1) și modul de fixare a mărcilor tensome-

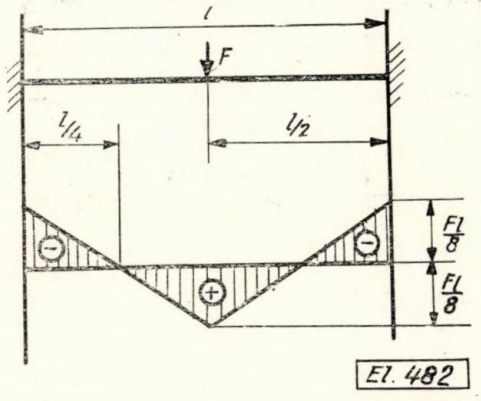


Fig. 1. Distribuția momentului încovoietor în lungul elementului tensionat.

trice. Măsurarea necesită lipirea a cel puțin două mărci tensometrice, în cazul montajului în semipunte. Cele două mărci se lipesc pe suprafețele barei perpendiculare pe direcția forței și anume una pe fața superioară a barei și alta pe fața inferioară (fig. 2). Din figura 1 rezultă că partea centrală a barei nu este accesibilă pentru lipirea mărcilor deoarece la mijlocul barei este plasat sistemul de fixare a armăturii electromagnetului. Rămîne disponibil numai un sfert din lungimea barei pentru ca marca tensometrică să sesizeze pe toată lungimea ei un efort de același semn. Cum mărcile tenso-

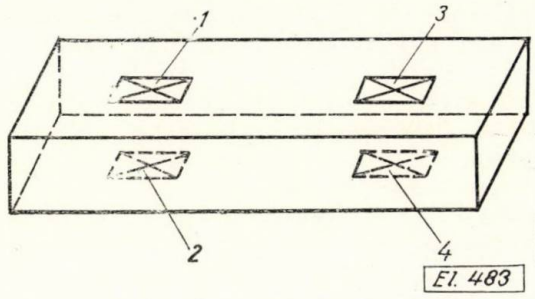


Fig. 2. Fixarea mărcilor tensometrice pe elementul sesizor.

metrice uzuale au o lungime activă de circa 10 mm, lungimea $l/4$ trebuie să fie de cel puțin 20 mm pentru ca efortul mediu sesizat de marcă să fie cît mai mare.

O bară care ar satisface cerințele prezentate anterior este reprezentată în figura 3. Caracteristicile barei sînt $l = 10^{-1}$ m, $I = 8{,}35 \cdot 10^{-10}$ m^4, $E = 20{,}6 \cdot 10^{10}$ N/m^2, $m_b = 78 \cdot 10^{-3}$ kg.

Dacă se consideră masa armăturii electromagnetului, inclusiv sistemul de fixare, ca fiind $m = 1$ kg, frecvența proprie de oscilație va fi :

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{14}{2\pi}\sqrt{\frac{20{,}6\cdot 10^{10}\cdot 8{,}35\cdot 10^{-10}}{10^{-3}\,(1+0{,}0292)}} = 911 \text{ Hz}$$

adică este de 9 ori mai mare decît frecvența forței de excitație. Chiar la $m = 1{,}5$ kg frecvența proprie rămîne superioară frecvenței forței ($f_0 = 747$ Hz).

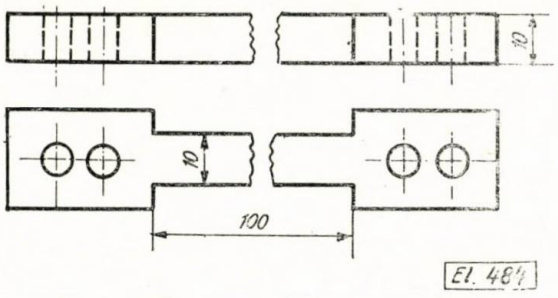


Fig. 3. Dimensiunile barei folosite ca element sesizor.

Raportul între frecvența forței și frecvența proprie are valoarea :

$$\lambda = \frac{f}{f_0} = \frac{100}{911} = 0{,}1097,$$

ceea ce arată că variația în timp a deformației barei poate urmări cu o precizie suficientă variația în timp a forței.

Un astfel de element de măsură are avantajul că este extrem de simplu și ușor de executat.

Montarea mărcilor tensometrice

Dintre modurile posibile de montare a mărcilor tensometrice în punte Wheatstone, cel mai avantajos din punct de vedere al sensibilității este montajul în punte completă care utilizează patru mărci active lipite două pe fața superioară a barei, preluînd deformații de compresiune, și două pe fața inferioară fiind excitate de deformații de întindere. În acest fel, și mărcile de compensare sînt active ceea ce dublează sensibilitatea măsurării [9].

Montajul în semipunte are sensibilitatea pe jumătate față de montajul în punte completă și poate fi folosit atunci cînd se dispune de o punte tensometrică sensibilă, obținîndu-se o economie de mărci tensometrice. Pentru completarea punții Wheatstone, puntea tensometrică dispune, în acest caz, de două rezistențe calibrate reglabile cu ajutorul cărora se efectuează echilibrarea punții.

Măsurarea forței în regim staționar reprezintă o măsurare cuasistatică. Înainte de executarea măsurătorii puntea este echilibrată, iar după aplicarea forței F iese din echilibru și în diagonala de măsură ia naștere o tensiune proporțională cu deformația barei, a cărei variație poate fi vizualizată pe ecranul unui osciloscop.

Pentru studiul forței dezvoltate de electromagnetul supus încercării, s-a folosit montajul în semipunte. Cele două mărci tensometrice s-au lipit cu îngrijire [10] cît mai aproape de locul de încastrare pentru a sesiza o deformație cît mai mare.

Instalația de măsură

Instalația de măsură (fig. 4) cuprinde dispozitivul de fixare a electromagnetului și traductorului (1), o punte tensometrică PHILIPS PR 9307 (2) și un osciloscop catodic PHILIPS PM 3231 (3).

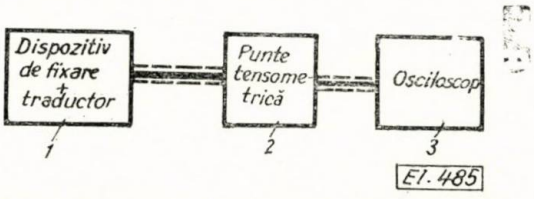


Fig. 4. Schema bloc a instalației de măsură a forței.

Dispozitivul de fixare este redat în figura 5. Elementul sesizor *1*, pe care sînt montate mărcile tensometrice *2*, este fixat rigid de o traversă *3* care se poate deplasa vertical cu

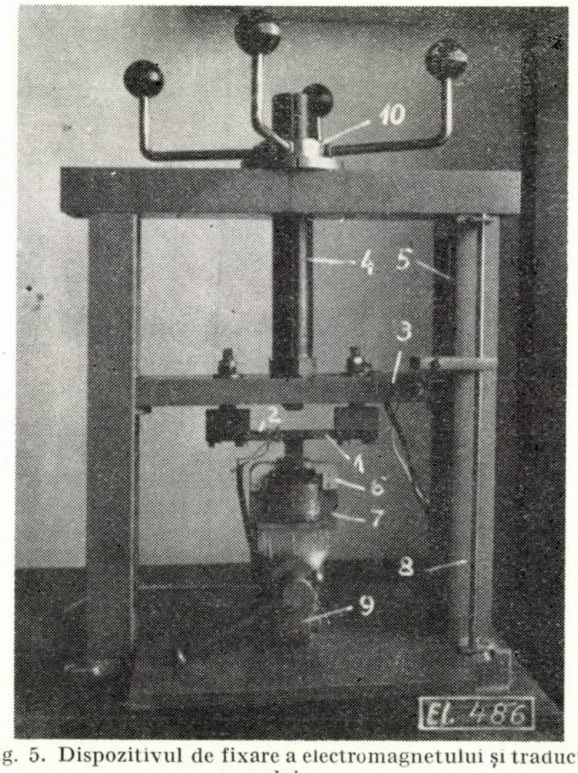


Fig. 5. Dispozitivul de fixare a electromagnetului și traductorului.

ajutorul șurubului *4*, fiind ghidată de tiranții *5*. Armătura mobilă *6* a electromagnetului este fixată rigid de elementul sesizor, iar armătura fixă *7* este prinsă de masa cadrului *8* într-o menghină *9*. Cadrul *8* este construit din oțel cu profil U, oferind o mare rigiditate astfel încît

deformațiile sale să nu influențeze măsurarea. Variația întrefierului se realizează cu ajutorul șurubului *4* care are pasul de 1 mm. La o rotație a șurubului corespunde o variație de 1 mm a lungimii întrefierului. Bucșa *10* are gradate pe circumferință 100 diviziuni ceea ce permite măsurarea deplasării cu o precizie de o sutime de milimetru.

Legăturile între traductor și puntea tensometrică precum și între punte și osciloscop se fac cu cabluri ecranate.

Rezultate experimentale

S-au oscilografiat curbele de variație a forței în timp pentru diverse întrefieruri ale electromagnetului de la contactorul AC—3 de 63 A. Pentru $\delta = 4$ mm, oscilograma este reprezentată în figura 6.

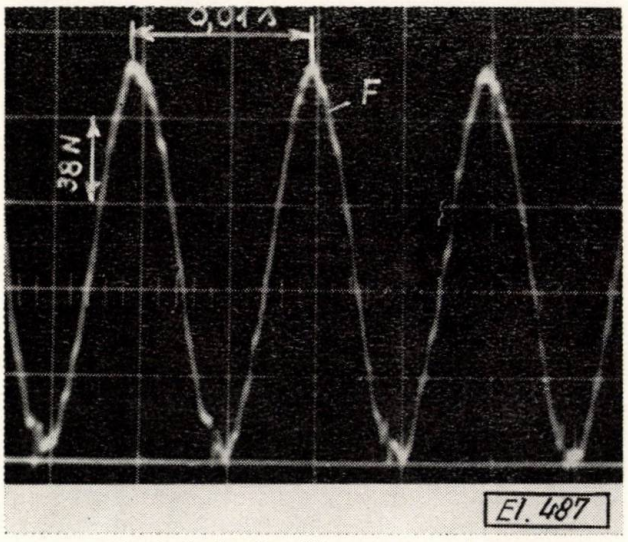


Fig. 6. Curba $F = f(t)$ pentru $\delta = 4$ mm.

Etalonarea dispozitivului se poate face cu ajutorul unui dinamometru cu resort sau al greutăților.

Valorile forței medii obținute la diferite întrefieruri sînt următoarele :

δ, mm	0,5	1	2	3	4	5	6	7	8	9
F_m, N	274	219	147	110	88,2	77,5	63,7	55	47	43,2

Tot din determinări experimentale [11], se pot obține valorile inductivității electromagnetului și ale curentului absorbit de înfășurare în funcție de întrefier. Pe baza relației

$$F = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\delta} \qquad (5)$$

se poate calcula forța medie de atracție luînd pentru i valoarea efectivă a curentului absorbit. Derivata $dL/d\delta$ se poate determina grafic din curba $L = f(\delta)$.

Curbele $F = f(\delta)$ obținute prin calcul și prin măsurare cu dispozitivul menționat sînt prezentate comparativ în figura 7. Se observă o

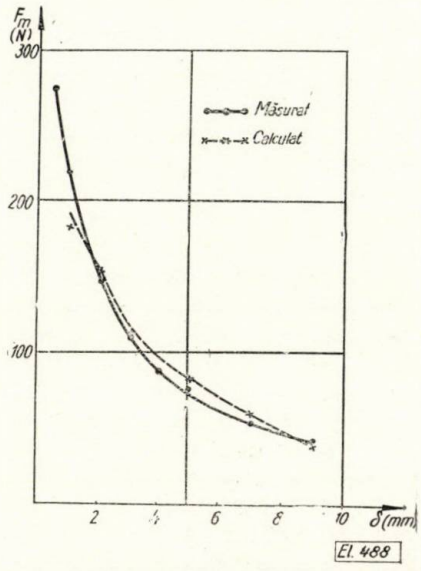


Fig. 7. Caracteristica statică a electromagnetului obținută teoretic și experimental.

bună concordanță în domeniul întrefierurilor relativ mari. La întrefieruri mici, erorile de calcul sînt cauzate de imprecizia derivării grafice, panta curbei $L(\delta)$ fiind foarte mare în acest domeniu.

Reducînd progresiv valoarea întrefierului, se poate determina întrefierul maxim la care începe să se facă simțită prezența spirei-ecran. La $\delta = 0{,}2$ mm curba forței trece încă prin zero. La $\delta = 0{,}1$ mm (fig. 8) apare o forță mi-

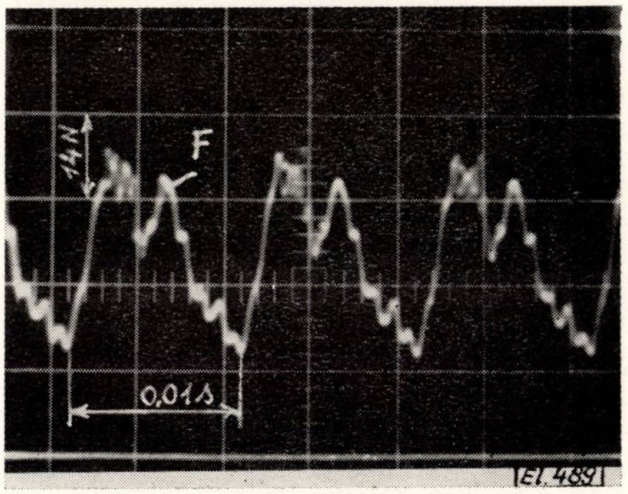


Fig. 8. Curba $F = f(t)$ la $\delta = 0{,}1$ mm.

nimă diferită de zero care nu este însă cea mai mare valoare pe care o dezvoltă electromagnetul. Scăderea în continuare a întrefierului face măsurarea imposibilă din cauza ciocnirilor din-

tre cele două armături datorită faptului că deformația elementului sesizor este de același ordin de mărime cu lungimea întrefierului.

Se poate trage concluzia că spirele ecran sînt eficiente la întrefieruri sub 0,1 mm.

2. Determinarea forței în poziția închis

Așa cum s-a arătat, măsurarea directă a forței în poziția închis a electromagnetului nu este, practic, posibilă fiind necesar să se recurgă la metode indirecte.

Una din aceste metode se referă la determinarea forței minime, care reprezintă forța portantă a electromagnetului, utilizînd propagarea unui fenomen sonor într-un solid [12]. Studiindu-se spectrul de zgomot al unui electromagnet, s-a constatat că, la încărcarea acestuia peste forța minimă, apare totdeauna un spectru suplimentar în domeniul 1 — 3 kHz, datorit vibrațiilor provocate de ciocnirea armăturilor. Procedeul de măsură constă în utilizarea unui captator de sunet conectat la un amplificator prevăzut cu un filtru avînd banda de trecere 1 — 3 kHz. Se încarcă progresiv electromagnetul, iar în momentul cînd tensiunea la ieșirea amplificatorului crește brusc sarcina electromagnetului este egală cu forța minimă dezvoltată de acesta.

Studiul eelctromagnetului nu poate fi făcut însă numai pe baza forței minime, fiind necesară și cunoașterea curbei de variație a forței în timp pe baza căreia se pot determina forța medie și ondulația forței. Pentru un pol al electromagnetului prevăzut cu spiră ecran, curba respectivă se poate obține prin calcul avînd determinate în prealabil fluxurile din ariile ecranată și neecranată și defazajul lor. Dacă aceste fluxuri sînt sinusoidale, se pot calcula direct, cu relații analitice simple, forța minimă, forța medie și forța maximă [13].

La elecromagneții folosiți în construcția contactoarelor, studiile experimentale [14] arată că cele două fluxuri nu mai sînt sinusoidale. În acest caz, se oscilografiază simultan fluxurile, iar curba forței se obține prin puncte, măsurînd pe oscilogramă valorile instantanee ale fluxurilor la intervale de 5—10 grade electrice și calculînd, pentru fiecare punct :

$$F = \frac{1}{2\mu_0}\left(\frac{\Phi_1^2}{A_1} + \frac{\Phi_2^2}{A_2}\right). \qquad (6)$$

Procedeul este greoi și dă o precizie redusă. El poate fi îmbunătățit prin utilizarea unei instalații electronice de calcul. O asemenea instalație a fost folosită pentru determinarea curbei forței la fluxuri sinusoidale [15].

Instalație electronică de calcul pentru determinarea forței în poziția închis

În lucrarea de față se prezintă o instalație electronică de calcul realizată cu elemente industriale. Instalația reprezintă un calculator electronic specializat care, spre deosebire de calculatoarele analogice, nu face apel la modelarea mărimilor de intrare *ci utilizează direct mărimi fizice și anume tensiunile electromotoare de frecvență 50 Hz induse în bobinele sondă plasate în jurul porțiunilor ecranată și neecranată ale polului cu spiră ecran.* Se elimină astfel erorile mari provocate de modelarea curbei de magnetizare a circuitului magnetic care este simțitor influențată de variația calității tolei, de direcția de ștanțare și de prelucrările mecanice ulterioare. Schema bloc a calculatorului este redată în figura 9.

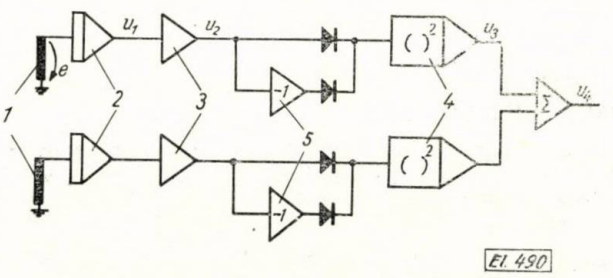


Fig. 9. Schema bloc a calculatorului.

Schema cuprinde două ramuri identice, corespunzătoare celor două fluxuri. Pe fiecare ramură, tensiunea electromotoare e indusă în bobina sondă *1* este adusă la intrarea integratorului *2* la ieșirea căruia se obține o tensiune u_1 proporțională cu fluxul Φ respectiv, amplificată apoi la valoarea u_2 de către amplificatorul 3. O tensiune u_3, proporțională cu pătratul fluxului, se obține cu ajutorul cuadratorului *4* la intrarea căruia se aduce tensiunea u_2. Pentru a asigura funcționarea cuadratorului la ambele polarități ale tensiunii de intrare, se utilizează un inversor de semn *5* și două diode astfel încît la intrarea cuadratorului să se aplice totdeauna o tensiune de același semn. Ieșirile celor două cuadratoare sînt conectate apoi împreună la sumatorul *6* care realizează o însumare ponderată, ținînd seama de raportul ariilor, și dă la ieșire o tensiune u_4 proporțională cu forța F dezvoltată de polul cu spiră. Oscilografierea acestei tensiuni permite obținerea curbei forței F.

Schema necesită folosirea a *9* amplificatoare și cu ajutorul ei se poate determina forța unui pol prevăzut cu spiră ecran sau a unui electromagnet de tip U. Dacă se dorește obținerea forței la un electromagnet de tip E, la schemă se adaugă încă o ramură identică la intrarea căreia se aduce tensiunea electromotoare de la o bobină sondă plasată pe mierzul central. În acest caz, mai sînt necesare 4 amplificatoare.

Elementul de bază pentru realizarea tuturor componentelor schemei îl constituie preamplificatorul de curent continuu utilizat în sistemul de reglare automată UNIDIN, produs de Fabrica de elemente pentru automatizări (FEA).

Elementele din schemă au fost astfel reglate încît să redea corect amplitudinea și faza mărimilor respective pînă la o frecvență a fenomenelor de circa 500 Hz.

Calculul și construcția cuadratorului

Tensiunea maximă de ieșire a amplificatorului fiind 8 V, cuadratorul se va proiecta să reproducă funcția

$$u_e = 0{,}1.\ u_i^2 \tag{7}$$

u_e fiind tensiunea la ieșire iar u_i — tensiunea de intrare.

Cuadratorul se realizează prin conectarea unui element cu rezistențe și diode la intrarea unui amplificator, conform schemei principiale din figura 10. În felul acesta, parabola este aproximată prin segmente de dreaptă.

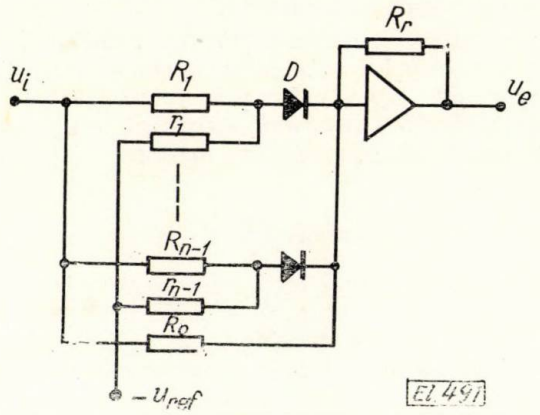


Fig. 10. Schema de principiu a cuadratorului.

Se impun $n = 10$ intervale de aproximare. La o valoare maximă a tensiunii de intrare $u_{imax} = 10$ V, intervalul de aproximare va fi

$$h = \frac{u_{imax}}{n} = 1\ \text{V}. \tag{8}$$

Conductanța pe treapta i se determină cu relația [16]

$$Y_i = [2\ u_{imax} - (2i - 1)h]\ 0{,}1.\ Y_r \tag{9}$$

unde $Y_r = 1/R_r$, iar $i = 1,2,\ldots,n$ este numărul intervalului de împărțire, începînd cu porțiunea pantei maxime.

Creșterea conductanței va fi constantă pentru fiecare treaptă

$$\Delta Y = 2h.0{,}1.Y_r. \tag{10}$$

În cazul dat, conductanța pe prima treaptă va fi :

$$Y_1 = (2.10 - 1)0{,}1.Y_r = 1{,}9.Y_r. \tag{11}$$

Creșterea conductanței este :

$$\Delta Y = 2.1.0{,}1.Y_2 = 0{,}2.Y_2. \tag{12}$$

Creșterea conductanței pe ultima treaptă (n = 10) :

$$(\Delta Y)_{10} = [Y_1 - \Delta Y(n-1)] = (1{,}9 - 1{,}8).Y_r = 0{,}1.Y_r. \tag{13}$$

Rezultă valoarea rezistenței pe ultima treaptă :

$$R_{10} = \frac{1}{(\Delta Y)_{10}} = \frac{1}{0{,}1} \cdot R_r = 10R_r. \tag{14}$$

Rezistențele pe celelalte trepte vor fi egale cu :

$$R_1 = R_2 = \ldots = R_9 = \frac{1}{\Delta Y} = \frac{1}{0{,}2} \cdot R_r = 5R_r. \tag{15}$$

Alegînd $R_r = 100$ kΩ, se obțin :

$$R_1 = R_2 = \ldots = R_9 = 500\ \text{k}\Omega;$$

$$R_{10} = 1\ \text{M}\,\Omega.$$

Pentru a realiza deschiderea diodelor la începutul fiecărei trepte este necesară o tensiune de referință. Dacă se utilizează o tensiune de referință de valoare constantă, rezistențele $r_1,\ldots,r_9$ vor avea valori diferite între ele și diferite de cele ale rezistențelor $R_1,\ldots,R_9$. Există însă și posibilitatea folosirii unor rezistențe $r_i = R_i$ dar, în acest caz, trebuie să se dispună de o sursă de referință care să dea 10 tensiuni stabilizate diferite (în trepte cu h = = 1 V). Se adoptă această ultimă soluție.

Sursa de tensiune de referință se realizează cu ajutorul unui generator de curent constant, alimentat la tensiunea de 25 V, care debitează pe o rezistență bobinată prevăzută cu 9 cursoare. Generatorul de curent constant este generatorul H52A, produs de FEA, modificat astfel încît să debiteze un curent reglabil între 7 și 13 mA, iar rezistența este construită pe baza unor elemente tot din producția curentă a acestei fabrici. Sursa de referință cuprinde două generatoare identice, alimentate de la un transformator cu două înfășurări secundare, montate pe o placă cu circuite imprimate. Rezistența de sarcină se va monta pe placa cu rezistențe și diode. Schema electrică este redată în figura 11.

Rezistențele utilizate sînt cele din producția curentă a IPRS Băneasa, iar diodele sînt de tipul EFD 308.

Schema completă a cuadratorului este redată în figura 12.

O comparație între curbele $u_e = f(u_i)$ teoretică și realizată prin aproximarea cu cuadratoarele construite se poate face analizînd figura 13. Se observă că se realizează o precizie de calcul de ordinul 2—4 % în domeniul tensiunilor de intrare peste 1 V. Eroarea este mai mare pentru tensiunile sub 1 V deoarece aproximarea arcului de parabolă cu o dreaptă este

mai dificilă în zona din imediata vecinătate a vîrfului parabolei. Acesta este și motivul pentru care s-a prevăzut posibilitatea creșterii nivelului tensiunii obținute la ieșirea integratoarelor, cu ajutorul amplificatoarelor 3 (fig. 9.)

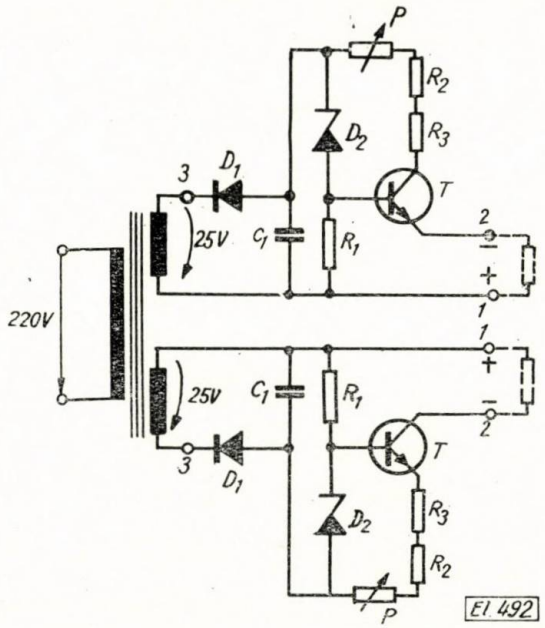


Fig. 11. Schema electrică a generatorului sursei de referință.

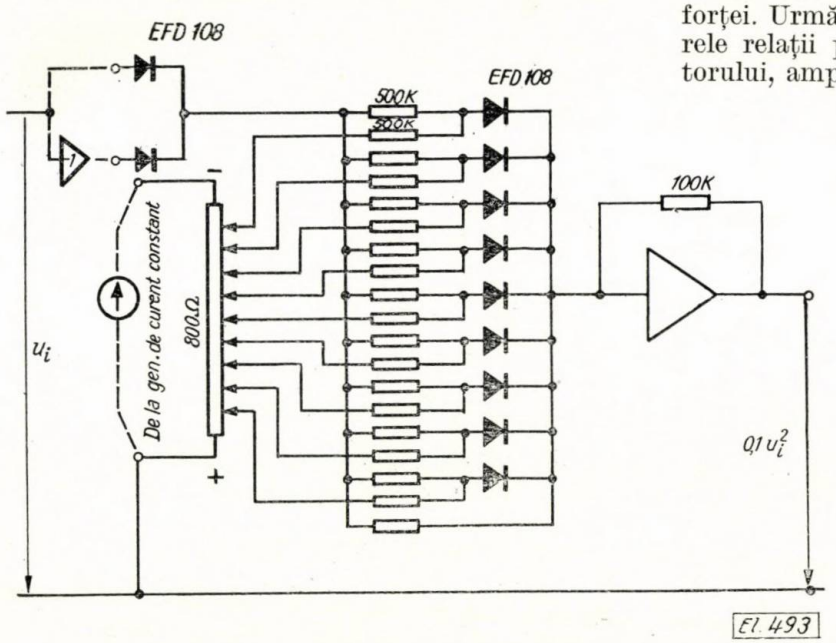


Fig. 12. Schema electrică completă a cuadratorului.

Construcția calculatorului

Plăcile cu amplificatoare, elemente de reacție, surse de referință pentru cuadratoare, elemente cu rezistențe și diode au fost montate în sertare tip UNIDIN prevăzute cu cuple mamă. Conexiunile între amplificatoare și plăcile de reacție corespunzătoare precum și cele aferente alimentărilor stabilizate au fost realizate direct ca legături fixe în interiorul calculatorului, între contactele cuplelor mamă respective.

Bornele de intrare, ieșire și masă au fost scoase pe panourile corespunzătoare fiecărui sertar astfel încît conexiunile cerute de schema bloc din figura 9 să se realizeze exterior, ca legături amovibile, prin conductoare cu banane. Pe panourile frontale ale sertarelor au fost scoase și elementele de reglaj al amplificatoarelor, aducîndu-se în acest scop, modificări corespunzătoare amplificatoarelor originale. Pentru integratoare au fost folosite potențiometre de precizie elicoidale.

Aspectul calculatorului în funcțiune avînd executate legăturile între electromagnet și calculator, între elementele schemei de calcul precum și între calculator și osciloscop catodic se poate vedea în figura 14.

Calculatorul construit permite studiul fluxurilor și al forțelor corespunzătoare unui electromagnet de tip U, iar prin vizualizarea sau oscilografierea simultană — studiul relațiilor de amplitudine și de fază între acestea.

Rezultatele experimentale

Este necesar, mai întîi, să se determine scara forței. Urmărind figura 9, se pot scrie următoarele relații pentru tensiunile la ieșirea integratorului, amplificatorului și cuadratorului :

$$u_1 = C_1\Phi, \tag{16}$$

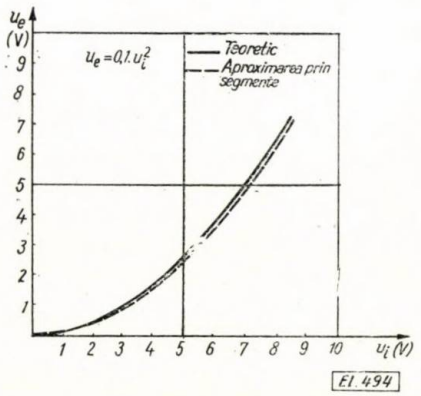


Fig. 13. Curbele $u_e = f(u_i)$ ale cuadratorului construit.

$$u_2 = C_2 u_1 = C_1 C_2\,\Phi, \tag{17}$$

$$u_3 = 0{,}1.\ u_2^2 = C_3\,\Phi^2, \tag{18}$$

unde :

$$C_1 = N_s/T\,;$$

N_s — numărul de spire ale bobinelor sondă ;

$T = RC_r$ — constanta de timp a integratorului;

$C_2 = R_r/R_i$ — factorul de amplificare al amplificatorului;

$$C_3 = 0{,}1(C_1C_2)^2.$$

Rezultă:

$$\Phi^2 = \frac{1}{C_3} u_3. \tag{19}$$

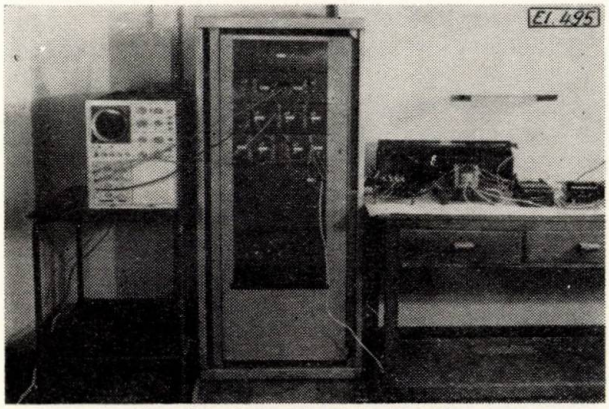


Fig. 14. Calculatorul în funcţiune.

Pentru forţa electromagnetului corespunzătoare unei arii a polului de 1 cm², se obţine, în Sistemul Internaţional de Unităţi:

$$F_{sp} = \frac{\Phi^2}{2\mu_0 \cdot 10^{-4}} = \frac{1}{C_3} \cdot \frac{1}{2\mu_0 \cdot 10^{-4}} u_3 = C_4 u_3. \tag{20}$$

Scara forţei, în funcţie de tensiunea la ieşirea sumatorului, rezultă din relaţia

$$F = \frac{c_4}{A_1} \cdot u_4 = cu_4 \tag{21}$$

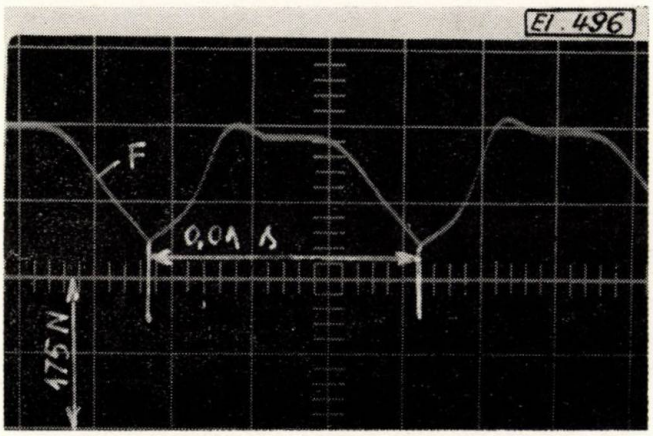


Fig. 15. Curba $F = f(t)$ pentru B = 0,85 T.

pentru A_1 exprimat în cm² şi rezistenţele de la intrarea sumatorului în raportul m.

În măsurători s-a utilizat acelaşi electromagnet pentru care s-a efectuat studiul pe

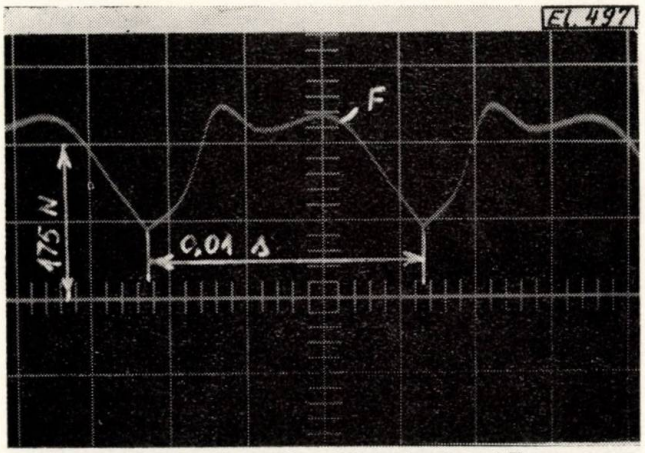


Fig. 16. Curba $F = f(t)$ pentru $B = 1$ T.

calculatorul analogic [17] avînd $A_1 = 1{,}21$ cm², $R_2 = 7.10^{-4}\ \Omega$ la tempertura de regim, $m \approx 2$, la inducţiile în coloană $B = 1\ T$, $B = 0{,}85\ T$, $B = 1{,}18$ T.

S-au oscilografiat curbele forţelor dezvoltate de un pol cu spiră la inducţiile amintite (fig.15

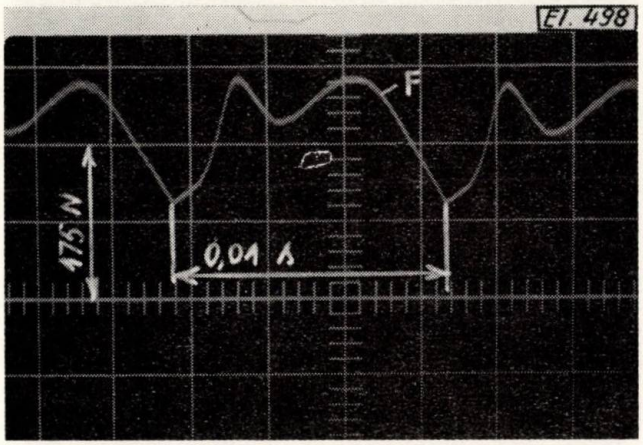


Fig. 17. Curba $F = f(t)$ pentru $B = 1{,}18$ T.

16, 17). Se observă că forţele sînt nesinusoidale, ceea ce concordă cu concluziile obţinute la modelare. Se obţin valorile din tabela 2.

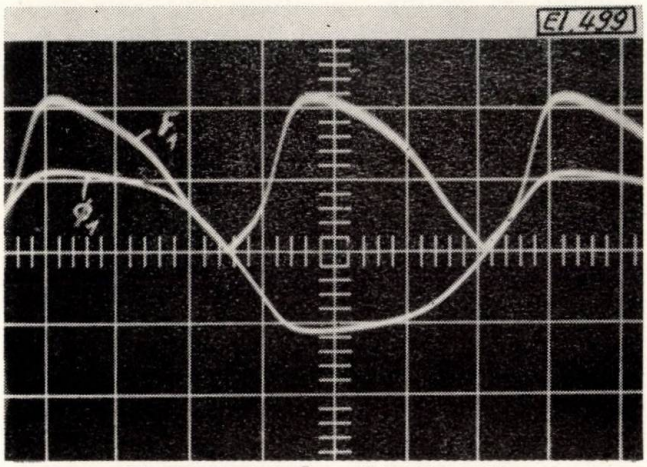


Fig. 18. Curbele $\Phi_1 = f(t)$ şi $F_2 = f(t)$.

Tabela 2

B [T]		0,85	1	1,18
F_{min} [N]	Prin modelare	48,2	77	115
	Cu calculatorul construit	44	79	114
F_{med} [N]	Prin modelare	90	133	178
	Cu calculatorul construit	103	142	171

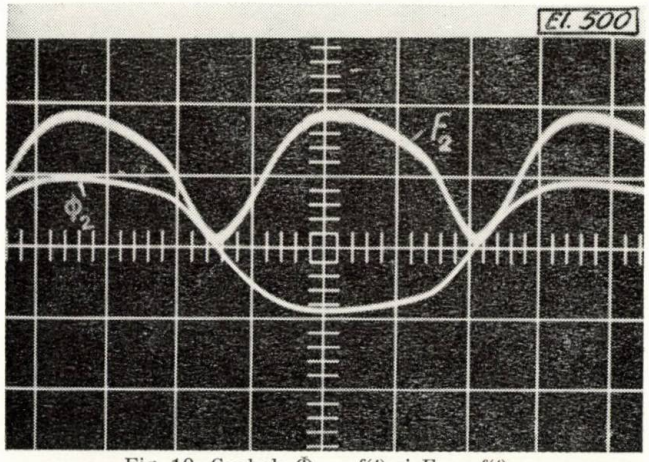


Fig. 19. Curbele $\Phi_{2i}=f(t)$ și $F_2 = f(t)$.

Forța rezultantă nesinusoidală a unui pol este o consecință a faptului că fluxurile din cele două arii sînt nesinusoidale și, prin urmare, forțele dezvoltate de fiecare dintre ele sînt nesinusoidale ceea ce se poate urmări calitativ pe oscilogramele din figurile 18 și 19 obținute prin oscilografierea simultană a tensiunilor la ieșirea integratoarelor și cuadratoarelor din ramurile de calcul corespunzătoare.

3. Concluzii

Forța electromagnetului, la un întrefier oarecare, poate fi determinată comod folosind o instalație de măsură construită pe baza unui traductor tensometric. Atît construcția elementului sesizor cît și cea a dispozitivului de fixare și reglaj sînt extrem de simple, putînd fi executate cu ușurință, Cu ajutorul unui osciloscop catodic sau al unui osilograf cu bucle, se obține oscilograma curbei de variație a forței în timp. Instalația de măsură permite ridicarea caracteristicii statice a electromagnetului, iar cu unele modificări constructive la sistemul de fixare se poate obține și caracteristica dinamică.

Forța de atracție în poziția închis se obține indirect, utilizînd o instalație electronică de calcul, construită cu elemente industriale, la intrarea căreia se aduc tensiunile electromotoare induse în bobine sondă plasate în jurul ariilor parcurse de fluxurile ce dau naștere forței. Calculatorul construit oferă posibilitatea obținerii curbei de variație a forței în timp, prin înregistrarea ei oscilografică.

Pe baza oscilogramelor, se pot determina valorile instantanee precum și valorile minimă, medie și maximă ale forței.

Instalațiile prezentate oferă mijloace simple și eficiente pentru studiul electromagneților de curent alternativ monofazat în etapa definitivării construcției acestora cît și ulterior, în procesul de fabricație.

Bibliografie

[1] *Gohlke, W.* Einfürung in die piezoelectrische Messtechnik. Leipzig, 1959.
[2] *Klein, E.* Messungen mit Quarz-Messvertraufnehmen. In : ATM, 1956, 132.
[3] *Engl, W.* Mechanische Probleme bei elektrischen Kraftmessdosen. În : ATM, 1960, 13.
[4] *Klein, E.* Piezoelektrische Quarz-Geber für elektronische Druckmessungen. In : ATM, 1956, 132.
[5] *Engl, W.* Magnetoelastische Kraftmessdosen. În : Siemens Zeitschrift, 1955, 219.
[6] *Friedrich, H.* Zugkraftmessungen an Wechselstrommagneten für Luftschütze, în : ETZ-A, 1961, 343.
[7] *Popescu, Al. Th.* Curs de măsuri electrice predat studenților de la Facultatea Electrotehnică IPB.
[8] *Harris, C.M.*, Crede, Ch.E. Șocuri și vibrații. vol. I. București, Ed. Tehnică, 1968
[9] *Fricke, H.W.* Die Dehnungmessstreifen und ihre Anwendung. În : Dracht-Fachzeitscrift, 1967, nr. 4,5,6 und 8. Prost und Meiner Verlag, Coburg.
[10] *Buzdugan, Gh.* și *Blumenfeld, M.* Tensometria electrică rezistivă. București, Ed. Tehnică, 1966.
[11] *Dinculescu, P.* Calculul inductivității electromagnetului de tip E dublu cu întrefier suplimentar pe coloana centrală. În : Electrotehnica, **18**, nr. 9, 1970, p. 355—362.
[12] *Meyer, H.* Über die Wirkungsweise der Kurzschlussringe in Einphasen-wechselstrommagneten. Technische Universität Berlin, 1960.
[13] *Hortopan, Gh,* și *Titz, Gh.* Calculul spirei în scurtcircuit la electromagneții de curent alternativ. În : Electrotehnica, **14**, nr. 1, 1966, p. 11—20.
[14] *Dinculescu, P.* Studiul experimental al fluxurilor magnetice în electromagneții de curent alternativ monofazat la întrefier minim. În : Electrotehnica, **19**, nr. 4, 1971, p. 140—147.
[15] *Ohara, M., Yamamoto, M.* Der Einfluss der Polflächenbeschaffenheit auf die Zugkraft eines Wechselstrommagneten. În : ETZ-A. 1965, p. 375.
[16] *Kogan, B. Ia.* Dispozitive electronice de modelare și folosirea lor pentru studiul sistemelor de reglare automată. București, Ed. Tehnică, 1964.
[17] *Dinculescu, P.* Studiul electromagneților de curent alternativ monofazat la întrefier minim. In : Buletinul IPB, nr. 3, 1971.

Intrat în redacție la 4. V. 1971

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Factorul de asimetrie $\varkappa$ la apariţia curentului de scurtcircuit

MIHAIL PESICI * — Bucureşti

CZ 621.3.014.33

1. Generalităţi

Încercările de scurtcircuit, de laborator, necesită cunoaşterea exactă a evoluţiei curentului de scurtcircuit. Desigur, caracteristicile esenţiale ale circuitului, permit determinarea curentului virtual de scurtcircuit, dar condiţia impusă a unui factor de putere de valoare redusă şi apariţia componentei aperiodice, implică cunoaşterea timpului t pentru obţinerea unui curent de scurtcircuit de valoare impusă. Solicitarea electrodinamică a unui dispozitiv de comutaţie sau de protecţie, într-un circuit electric în cazul unui scurtcircuit, este determinată, între altele şi de gradul de asimetrie a curentului.

Factorul de asimetrie $\varkappa$ numit şi factor de lovitură sau cifra de supracurent, variază în raport cu caracteristicile circuitului şi cu condiţiile de producerea scurtcircuitului.

2. Curentul de scurtcircuit

Expresia curentului de scurtcircuit, în cazul alimentării dintr-o reţea de putere foarte mare, este:

$$i = I\sqrt{2}\,[\sin(\omega t + \psi - \varphi) - \mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}} \sin\,(\psi - \varphi)] \tag{1}$$

în care:

I este valoarea efectivă a componentei alternative simetrice;

ψ — unghiul care corespunde stabilirii circuitului, măsurat de la trecerea prin zero a tensiunii;

φ — unghiul de defazaj dintre curentul de scurtcircuit şi tensiune.

Pentru încercările la capacitatea de rupere a aparatelor de comutaţie, normele uzuale prevăd pentru o capacitate de rupere de peste 50 kA_{ef} un factor de putere de 0,2.

Variaţiile curentului de scurtcircuit ca şi ale factorului de asimetrie au un caracter foarte pronunţat la valori scăzute ale factorului de putere pentru diferite valori ale unghiului ψ.

Din relaţia (1) se observă că pentru un factor de putere constant, curentul poate căpăta diverse valori în timp, în raport cu unghiul ψ. După cum se va vedea mai departe, în funcţie de unghiul ψ se produce un întreg spectru de funcţii $i = f(t)$. Aceste variaţii joacă un rol deosebit de important la încercarea siguranţelor fuzibile, dat fiind că energia $\int i^2 dt$ folosită la fuziune, variază cu unghiul ψ influenţînd puternic timpul de fuziune. În acest sens, prescripţiile de încercare pentru siguranţe fuzibile impun încercări la diferite valori ale unghiului ψ.

3. Factorul de asimetrie

După cum reiese din relaţia (1) influenţa componentei aperiodice este hotărîtoare în variaţia curentului de scurtcircuit.

Factorul de asimetrie are o deosebită importanţă şi pentru determinarea grafică a solicitărilor termice [1], [2]. De asemenea, pentru încercările simultane termice şi dinamice unde se impune condiţia de a nu depăşi valoarea curentului de lovitură prescrisă [3]. În această situaţie este necesară predeterminarea unghiului ψ pentru un factor de putere redus ca şi a factorului de asimetrie cu timpul t cînd se atinge valoarea dorită a acestui factor şi a duratei totale a scurtcircuitului pentru a satisface condiţia solicitării termice.

Expresia factorului de asimetrie este:

$$\varkappa = 1 - \sin(\omega t + \psi - \varphi) - \mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\psi - \varphi).$$

Valoarea maximă a factorului de asimetrie se obţine pentru:

$$\varphi = \frac{\pi}{2} \text{ şi } \psi = 0.$$

Pentru această condiţie se obţine:

$$\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}} = 1 \text{ deoarece } \tau = \frac{L}{R} \text{ iar } R = 0$$

circuitul fiind pur inductiv. Valoarea $\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}} = 1$ este deci o constantă.

Pentru această condiţie, se obţin următoarele valori $\varkappa$ corespunzătoare valorilor ωt:

ωt	0	$\frac{\pi}{2}$	π	$\frac{3\pi}{2}$	2π	$\frac{5\pi}{2}$	3π
$\varkappa$	0	1	2	1	0	1	2

curba rezultată este indicată în figura 1. Se observă că această curbă este o cosinusoidă deplasată pe ordonată, cu valoarea $\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}} = 1$. Deci valoarea cea mai mare a factorului de asimetrie ce se poate obţine este 2, şi aceasta în ipoteza că circuitul este pur inductiv.

* Ing. *M. Pesici* este cercetător ştiinţific principal la ICPE.

Este interesantă variaţia acestui factor $\varkappa$ tot pentru un defazaj $\varphi = 90°$ însă pentru diferite momente de producerea scurtcircuitului adică pentru alte valori ale unghiului ψ. Astfel, pentru $\psi = 30°$:

$$-\sin(\psi-\varphi)\,e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{\sqrt{3}}{2},$$

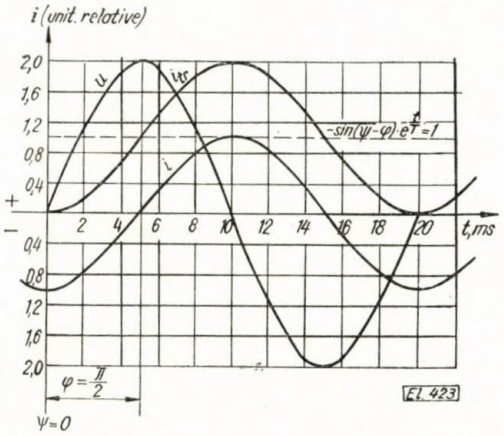


Fig. 1. Variaţia curentului de scurtcircuit i_{tr} la $\cos\varphi = 0$ şi $\psi = 0$. Se remarcă producerea scurtcircuitului în momentul trecerii tensiunii prin zero. Componenta aperiodică este constantă ($-\sin(\psi-\varphi)e^{-\frac{t}{\tau}} = 1$).

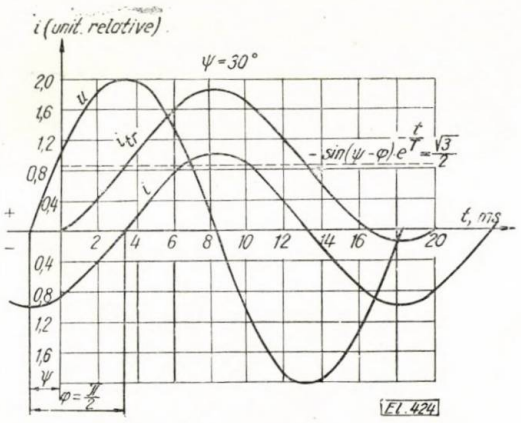


Fig. 2. Variaţia curentului de scurtcircuit i_{tr} la $\cos\varphi = 0$ şi $\psi = 30°$. Componenta aperiodică este constantă şi are valoarea $\frac{\sqrt{3}}{2}$.

iar variaţia curentului de şoc sau a factorului de asimetrie este indicată în figura 2. Se observă apariţia valorii maxime $\varkappa = +1{,}866$ la timpul $t = 8{,}4$ ms şi periodicitatea acestei valori maxime.

Pentru $\psi = 60°$ se obţine :

$$-\sin(\psi-\varphi)\,e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{1}{2},$$

iar la $t = 6{,}5$ ms, apare valoarea maximă $\varkappa = +1{,}5$ cu observaţia periodicităţii apariţiei acestei valori maxime.

În continuare, pentru diferite valori ale unghiului ψ s-au obţinut următoarele valori ale expresiei $-\sin(\psi-\varphi)\,e^{-\frac{t}{\tau}}$:

ψ	0°	30°	60°	90°	120°	150°	180°
$-\sin(\psi-\varphi)e^{-\frac{t}{\tau}}$	1	+0,86	+0,5	0	−0,5	−0,86	−1

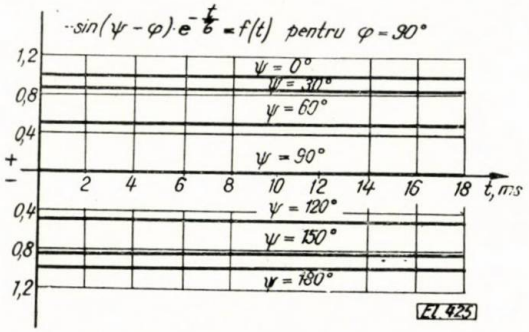


Fig. 3. Valoarea componentei aperiodice [$-\sin(\psi-\varphi)\,e^{-\frac{t}{\tau}} = 1$] pentru $\varkappa = 0° \div 180°$.

În figura 3 se arată constanţa acestor valori la variaţia lui t.

Ca urmare a valorilor constante ale expresiei $\sin(\psi-\varphi)e^{-\frac{t}{\tau}}$ în raport cu ψ, valoarea factorului de asimetrie $\varkappa$ variază în timp şi în raport cu unghiul ψ după cum este indicat în familia de curbe din figura 4. Se observă că valorile maxime

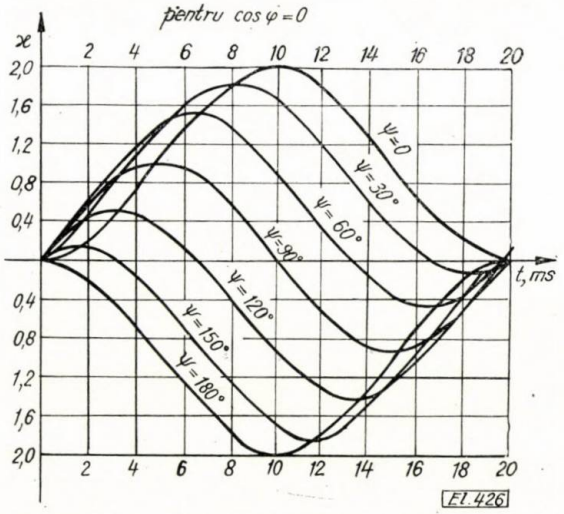


Fig. 4. Variaţia factorului de asimetrie $\varkappa = f(\psi, t)$ pentru $\cos\varphi = 0$.

ale acestui factor apar la $t = 10$; 8,4 ; 6,66 ; 5, cu semnul +, iar la 15 ; 13,3 ; 11,65 şi 10 ms, cu semnul −.

Variaţia valorilor extreme (maximum maximorum) $\varkappa$ cu o variaţie continuă a unghiului ψ de producerea scurtcircuitului pentru un unghi de defazaj $\varphi = 90°$ este arătată în figura 5

curba *1*. Se constată discontinuitatea curbelor pentru $\psi = 90°$ ceea ce era de așteptat întrucît valoarea $\varkappa = 1$ apare la $t = 5$ ms și 15 ms.

Cum obținerea unei valori extreme $\varkappa$ pentru $\varphi = 90°$ la un unghi ψ dorit implică și cunoașterea timpului cînd are loc apariția acestei valori, s-a elaborat și caracteristica $t = f(\psi)$, (dreapta 1, în fig. 6).

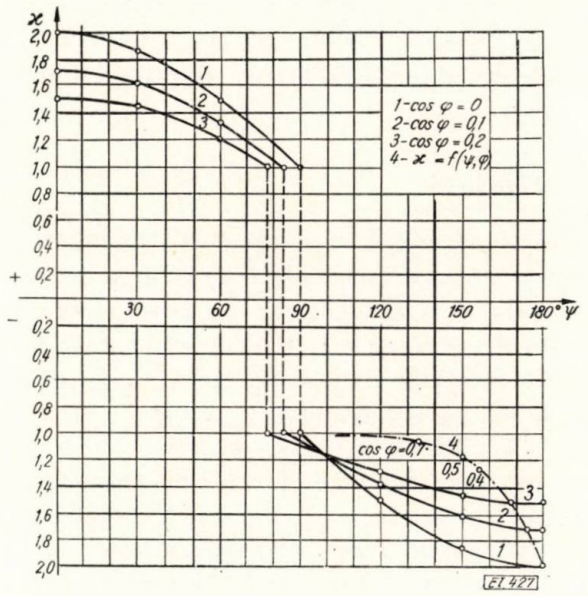


Fig. 5. Variația valorilor extreme (maximum maximorum) ale coeficientului $\varkappa = f(\psi, \cos\varphi)$.

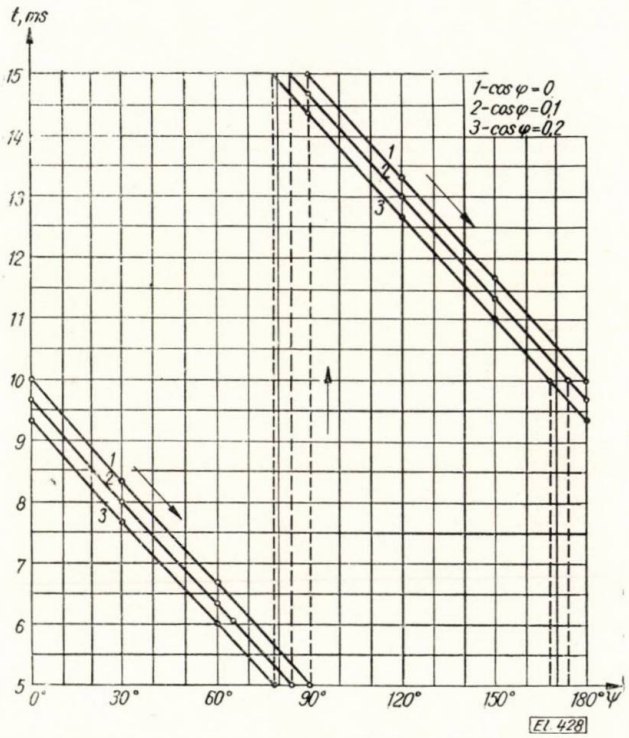


Fig. 6. Diagrama pentru determinarea timpului t pentru $\varkappa = f(\psi, \cos\varphi)$. Această diagramă se consultă împreună cu diagramele din figura 5.

Practic, nu există circuite pur inductive și expunerea valorilor $\varkappa$ ca și a curbelor *1* din figurile 5 și 6 are ca scop să arate evoluția asimetriei și valorile factorului $\varkappa$ pentru un circuit cu $\cos\varphi = 0$ și pentru valori diferite ale unghiului ψ.

Pentru scurtcircuite în rețele în care preponderența reactanței este importantă, factorul de putere poate fi de $0{,}2 \div 0{,}1$ sau mai mic chiar. Aceste valori ale lui $\cos\varphi$ sînt impuse și în cazul unor încercări de scurtcircuit de laborator.

Menținînd condiția obținerii valorii maxime a factorului de asimetrie ca în cazul precedent, adică: $\psi - \varphi = \frac{\pi}{2}$, pentru $\cos\varphi = 0{,}1$ în care $\varphi \cong 84°$, se obține valoarea maximă

$$\varkappa = -1{,}72 \text{ la } t = 10 \text{ ms}.$$

Analizînd variația acestui factor la un defazaj constant $\varphi = 84°$ ($\cos\varphi = 0{,}1$), însă pentru diferite unghiuri ψ de producerea scurtcircuitului, se obține familia de curbe $\sin(\psi - \varphi)\, e^{-\frac{t}{\tau}}$ deci a componentelor aperiodice în funcție de t, expusă în figura 7.

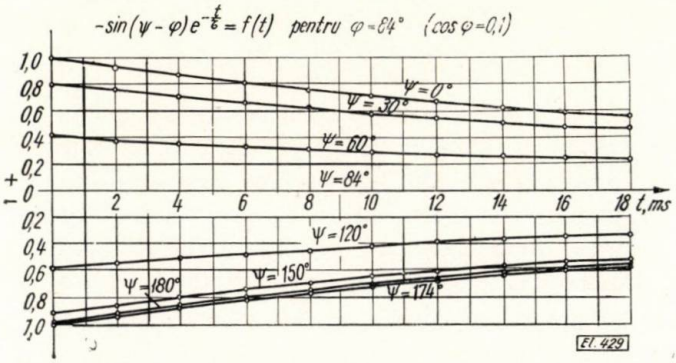


Fig. 7. Curbele componentelor aperiodice pentru $\cos\varphi = 0{,}1$ și $\psi = 0° \div 180°$.

Variația factorului de asimetrie $\varkappa$ (valori extreme) în timp și în raport cu unghiul de anclanșare ψ pentru $\cos\varphi = 0{,}1$ este expusă în figura 8. Din examinarea acestei familii de curbe se constată că valoarea maximă extremă, se obține la $\psi = 174°$ adică la $\psi - \varphi = 90°$ la $t = 10$ ms, cu o valoare $\varkappa = -1{,}72$. În figura 5, curba *2* se arată variația factorului de asimetrie pentru $\cos\varphi = 0{,}1$ în raport cu unghiul ψ. Spre deosebire de cazul precedent, $\varkappa$ atinge valoarea 1 la $\psi = 84°$ adică la dispariția componentei aperiodice. În continuare, după discontinuitate, $\varkappa$ ia valori negative crescînde atingînd valoarea extremă $-1{,}72$ la unghiul $\psi = 174°$ după cum s-a menționat mai sus.

Pentru a ilustra variația factorului de asimetrie, la $\cos\varphi = 0{,}2$, au fost trasate în figura 5 curbele *3* pentru $\varkappa = f(\psi)$ și în figura 6 dreptele *3* pentru $t = f(\psi)$.

După cum s-a mai menționat în diagramele din figura 6 se poate determina timpul, după producerea scurtcircuitului ($\omega t = 0$) cînd apare

valoarea maximă a curentului, corespunzător unui coeficient de asimetrie $\varkappa$ dorit, și în raport cu unghiul ψ propus. Consultarea diagramelor din figura 6 se face simultan cu acelea ale valo-

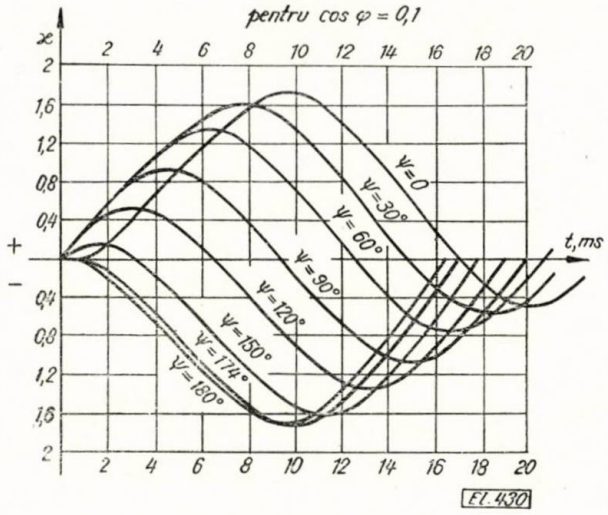


Fig. 8. Variația factorului de asimetrie $\varkappa = f(\psi, t)$ pentru $\cos\varphi = 0{,}1$.

rilor $\varkappa$ și ψ din curbele figurii 5. Astfel pentru un circuit cu $\cos\varphi = 0{,}1$ pentru $\varkappa = 1{,}63$ care se produce la $\psi = 30°$ (curba *2* fig. 5) se constată pe diagrama 2 din figura 6 că acest curent de lovitură apare la $t = 8$ ms de la producerea scurtcircuitului. Valoarea $\varkappa = -1{,}61$ apare tot în curba *2* (fig. 5) și la $\psi = 150°$. Urmînd sensul săgeții pe diagrama *2* (fig. 6) se constată la $\psi = 150°$, timpul $t = 11{,}3$ ms. Există deci două posibilități de a obține valoarea $\varkappa = 1{,}6$; la $\psi = 30°$ și 150°.

Valoarea maximă $\varkappa = -1{,}72$ apare la $\psi = 174°$ și $t = 10$ ms ceea ce corespunde calculului.

Valorile negative ale factorului de asimetrie nu au altă semnificație decît aceea de a semnala că maximumul curentului se produce pe partea negativă a sinusoidei.

În figura 5 se indică locul geometric al valorilor maxime ale factorului de asimetrie $\varkappa$ în funcție de unghiul ψ pentru diferite valori ale lui $\cos\varphi$.

4. Concluzii

Pentru încercări de scurtcircuit de laborator este absolut indispensabilă cunoașterea evoluției curentului și a momentului apariției curentului maxim de scurtcircuit. Utilizarea pe cale analitică a relațiilor cunoscute, în vederea predeterminării valorii maxime a acestui curent ca și a timpului scurs de la producerea scurtcircuitului, este relativ anevoioasă. Consultarea curbelor trasate pentru cazurile cele mai uzuale permite reglajul exact al dispozitivelor de comandă și control al stației de încercări la scurtcircuit

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate electrice. București, Editura didactică și pedagogică, 1967.
[2] *Rüdenberg, R.* Fenomene tranzitorii în sistemele electroenergetice. București, Editura Tehnică, 1959.
[3] *Pesici, M.* Solicitarea termică a transformatorului de curent la scurtcircuit. În: Electrotehnica 15, nr. 9, 1967, p. 208–213.

Intrat în redacție la 10. VI.1971

REFERATE

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.013.11.621.33 : 621.381.3

Zwicky, R. **Bazele teoretice ale perturbării circuitelor de curenți slabi de către vehiculele alimentate prin tiristoare** (Bases théorique de l'influencement de circuits à courant faible par des enginsmoteurs alimentés par thyristors). În: Bull. ASE **62**, nr. 1, 1971, p. 55—65.

Cîmpurile electromagnetice formate în jurul liniilor ce transportă energia electrică perturbă circuitele de telecomunicații învecinate. Dacă conductorii sînt izolați de pămînt influența este capacitivă sau inductivă. Dacă însă, cum este cazul în tracțiunea feroviară, unul din conductoare este legat de pămînt pe toată lungimea, apar curenți provocați de efect pelicular în pămînt. Acești curenți produc căderi de tensiune care sînt sursa unor tensiuni perturbatoare în liniile de telecomunicații.

Lucrarea tratează domeniul frecvențelor joase, cu fundamentala de la $16^2/_3$ la 50 Hz și cu armonicele pînă la frecvențe de kHz, domeniu ce prezintă un interes deosebit în tracțiunea electrică feroviară fiind dată răspîndirea convertizoarelor atît pe vehicule cît și în substații. Perturbațiile sînt transmise circuitelor de telecomunicații atît pe cale ohmică cît și inductivă și capacitivă așa încît sînt dependente în mod pronunțat de frecvență. Se tratează atît mecanismele prin care apar perturbațiile în tracțiunea clasică și în convertizoare cît și spectrele de frecvențe ce apar și modul cum perturbațiile sînt transmise circuitelor de telecomunicații. În final se examinează mijloacele tehnice disponibile pentru reducerea perturbațiilor atît prin micșorarea perturbațiilor încă de la sursă cît și prin reducerea cuplajului între sursa perturbatoare și circuitul perturbat și în sfîrșit micșorarea sensibilității circuitelor de telecomunicații la perturbații exterioare. Se poate obține o oarecare reducere a perturbațiilor injectate chiar prin alegerea schemei convertizorului și o eliminare aproape completă a armonicelor este în principiu posibilă prin filtre prevăzute în circuitul de forță. Această ultimă soluție nu este economic convenabilă. Reducerea cuplajului între circuitele de tracțiune și liniile de telecomunicații este de asemenea posibilă prin armarea liniilor de alimentare. În sfîrșit, sensibilitatea circuitelor de telecomunicații la perturbații poate fi micșorată acționînd asupra formei semnalelor transmise. Se poate obține o protecție îmbunătățită plasînd semnalele de curent alternativ în intervalele între armonicele impare perturbatoare și acordînd montajul de intrare selectiv pe o lărgime îngustă de bandă cu frecvența semnalului.

Problemele legate de transmiterea semnalelor de curent alternativ sînt suprimate în cazul căilor ferate cu tracțiune în curent alternativ dacă se folosesc semnale de curent continuu sau în impuls cu o frecvență inferioară frecvenței de tracțiune. Se ajunge la concluzia că este tehnic posibil să se creeze un raport semnal/zgomot suficient de ridicat și să se elimine efectele perturbațiilor convertizoarelor tiristorizate asupra circuitelor de transmitere de semnale și de informații înlăturîndu-se astfel prin mijloace suportabile din punct de vedere economic principala dificultate ce stă în calea folosirii pe scară largă a tracțiunii feroviare tiristorizate.

O.L.

CZ 621.312 : 621.357.63

Klein, D. și Solingen, V. **Precipitarea chimică și galvanică în realizarea elementelor de fabricație** (Chemische und mechanische Metallabscheidung bei der Herstellung von Bauelementen). În : ETZ-B, nr. **13**, iunie 1971, p. 314—316, 2 fig.

Datorită schemelor imprimate industria galvanotehnică joacă un rol crescînd în electrotehnică și în electronică. La realizarea schemelor imprimate se utilizează tot mai mult procedeele de precipitare galvanică a metalelor. În general este vorba de precipitatele de cupru și nichel obținute pe cale chimică sau de cele din cositor, cupru și plumb-cositor realizate pe cale electrotehnică. Utilizarea argintului a fost cîtva timp discutabilă din cauza „emigrației" argintului prin baza sa izolatoare, dar acum se revine tot mai mult la argint pentru schemele imprimate. Pentru fișele de racord s-a dovedit preferabil aurul pe un strat de nichel. La contactele glisante sau la colectori aurul începe a fi înlocuit prin rodiu datorită durității sale (900 N/mm² după scara Vickers). La rodinizarea contactelor glisante pe schemele imprimate, precipitatele sînt de 20 μm. La acoperirea galvanică de cupru a schemelor imprimate se utilizează băile de pirofosfat de cupru și acidul sulfuric. Se recurge de asemenea în măsură crescîndă la cositor pentru realizarea schemelor imprimate.

Sînt enumerate apoi operațiile tehnologice pentru realizarea unor scheme imprimate (cu cositor, cu aur etc.). La fabricarea semiconductoarelor se utilizează aurul de cea mai înaltă puritate, obținut tot prin procedee de precipitare a metalelor.

În privința posibilităților de lipire la elemente de semiconductori sau la scheme imprimate primul loc îl ocupă cositorul și în cazuri speciale aurul foarte pur.

Gh.C.

CZ 621.313. *Mașini electrice*

CZ 621.313.1.018.3

Ellison, I. A., Jang, I. S. **Frecvențele naturale ale statoarelor mașinilor electrice mici** (Natural frequencies of stators of small electric machines). În : Proc. IEE, vol. **118**, nr. 1, ian 1971, p. 185—190, 3 fig. 3 tabl.

Forțele magnetice ce acționează asupra fierului statorului și rotorului unei mașini electrice, ca și forțele de vibrație ce acționează asupra rulmenților, pot produce un zgomot supărător și vibrații, în special cînd frecvențele forțelor de excitație sînt egale cu, sau apropiate, de frecvențele naturale ale diverselor părți ale mașinilor avute în vedere. Din această cauză calculul precis al frecvențelor naturale are o importanță deosebită în luarea măsurilor de evitare a zgomotului. Există trei tipuri de vibrație ale statorului unei mașini electrice : axiale, de torsiune și radiale. Pentru calculul acestor forțe a fost aplicată metoda energiei, elaborată de Erdelyi, pentru calculul frecvențelor naturale a două inele subțiri, metodă care a fost extinsă la cazul în care miezul statorului nu mai este subțire. Energiile datorite inerției de rotație, precum și frecvențele naturale calculate, au fost confirmate de rezultatele experimentale. Pentru statoarele la care raportul între lungimea pachetului și raza medie este mare, metoda dă erori considerabile. Dacă se ține seamă de energiile datorite inerției de rotație și danturii și neglijînd numai energia de extensie, eroarea în rezultatele calculate este mult redusă.

Ar fi fost foarte important dacă s-ar găsi posibilitatea optimizării dimensiunilor structurii statorului, care ar permite reducerea prețului de cost la un nivel de zgomot redus. Aceasta s-ar putea realiza prin modificarea numărului tiranților de fixare și a dimensiunilor carcasei și circuitului magnetic al statorului, ceea ce ar conduce la îndepărtarea frecvențelor naturale de frecvențele de excitație. Orice schimbare în structură modifică frecvențele naturale, care pot fi calculate cu suficientă precizie prin metoda expusă.

T.C.

CZ 621.313.32.014.3.001.24

Reddy, G. și Jones, C. **Scurteircuit bifazat pe mașina sincronă : ilustrarea analizării mașinii cu ajutorul calculatorului.** (Lineline short circuit of synchronous machine : illustration of computeraided machine analysis). În : Proc. IEE, vol. **118**, nr. 1, ian 1971, p. 161—168, 9 fig., 3 tab.

Scurtcircuitul brusc simetric la o mașină sincronă trifazată este simplu de analizat dar relativ rar întîlnit, avariile obiș-

nuite fiind scurtcircuitul bifazat şi scurtcircuitul fază-neutru. Scurtcircuitul simetric şi monofazat au fost tratate pe larg în literatură. Stabilirea relaţiilor pentru scurtcircuitul bifazat ridică probleme deosebite. Cauza principală a dificultăţii este că ecuaţiile tensiunii, care pot fi uşor stabilite, nu pot fi rezolvate într-o formă concisă, iar metodele analizei convenţionale nu sînt corespunzătoare aplicării acestui caz, fiind necesară o abordare cu totul diferită. Ţinînd seamă de posibilitatea actuală de utilizare a calculatoarelor, pentru rezolvarea problemei poate fi aplicată soluţia pas-cu-pas propusă de mult timp de Euler dar neutilizată datorită volumului mare de calcul, inabordabil manual. În aceste condiţii cazul scurtcircuitului bifazat poate fi foarte uşor rezolvat în prezent. Analiza este efectuată în termenii ecuaţiilor fundamentale ale tensiunilor maşinii. Nu este necesar să fie transformate tensiunile sau curenţii maşinii şi nu este necesar să fie neglijate rezistenţele; formele de undă calculate ale curenţilor sînt complete. Valorile calculate şi măsurate sînt în bună concordanţă. Se constată astfel că calculatorul a făcut ca vechile metode de rezolvare a relaţiilor regimurilor tranzitorii să fie depăşite, deoarece abordarea prin calculator este generală şi aplicabilă pentru orice condiţii existente la bornele maşinii.

T.C.

CZ 621.313.32.012.9

Subramanian, P. şi Malik, O. **Simularea digitală a unui generator sincron în cantităţi de secvenţă directă** (Digital simultation of a synchronous generator in direct-phase quantities). În : Proc IEE, vol. **118**, nr. 1, ian 1971, p. 153—160, 10 fig.

Modelul cu axele *d-q-o* conduce la ecuaţii simplificate în condiţii de funcţionare în regim echilibrat. În condiţii de funcţionare în regim dezechilibrat, ecuaţiile ce rezultă necesită transformări ulterioare. Soluţia unor astfel de ecuaţii este laborioasă, dacă nu se fac ipoteze simplificatoare. Modelul cu axele $\alpha - \beta - O$, care a fost găsit ca fiind mai convenabil în anumite condiţii de regim dezechilibrat, conduce la ecuaţii diferenţiale cu coeficienţi variabili. Considerînd viteza constantă, a fost propusă o soluţie aproximativă. Dacă se ţine seamă de variaţia vitezei în regim tranzitoriu ecuaţiile devin neliniare şi devine necesară utilizarea unui calculator. Un model trifazat, care foloseşte parametrii fizicii directi, este potrivit pentru simularea pe calculator, iar condiţiile de avarii pot fi simulate mai elegant. Parametrii unui model trifazat sînt valori fizice şi nu este necesar să se treacă prin transformarea complexă a parametrilor, ca în cazul altor modele. Analiza poate fi uşor extinsă la cazuri în care trebuie luate în considerare mai mult de două circuite rotorice suplimentare. Modelul trifazat propus are avantajul că prezintă o abordare uniformă a cazurilor de defect simetric şi nesimetric, o utilizare mai eficientă a timpului de calculator la o precizie comparabilă cu a altor metode precum şi cuprinderea modelului neliniar.

T.C.

CZ 621.314 *Transformarea energiei electrice*

CZ 621.314.512:621.316.2.018.3

Sven, I. **Influenţa mutatoarelor cu tiristoare asupra reţelelor de alimentare** (The influence of thyristor converters on supply networks). În : ASEA I. **44**, nr. 2, 1971, p. 37—40.

Încărcarea pe care o reprezintă un mutator cu control de fază pentru o reţea diferă de o sarcină obişnuită prin consumul ridicat de putere reactivă şi prin armonicele curentului absorbit de la reţea datorite caracteristicii neliniare ale convertorului. În lucrare se analizează diferite metode pentru reducerea influenţelor mutatorului asupra reţelei de alimentare şi asupra altor consumatori sensibili. Armonicele de ordin ridicat ale curentului suprasolicită bateriile de condensatoare prevăzute pentru îmbunătăţirea factorului de putere cu atît mai mult cu cît aceste armonici pot fi amplificate prin rezonanţă cu inductanţe ale reţelei. De asemenea armonicile pot produce perturbaţii în domeniul frecvenţelor audio reţelelor telefonice. În sfîrşit, armonicile curentului pot produce, în special în reţelele cu putere redusă de scurtcircuit căderi de tensiune în reţea ce pot duce la distorsionarea undei de tensiune şi deci la perturbarea altor consumatori alimentaţi din reţea.

Pentru îmbunătăţirea factorului de putere a instalaţiilor cu mutatoare sînt folosite pe scară largă bateriile de condensatoare. Dacă curentul şi tensiunea redresate nu sînt variate în limite largi şi folosesc baterii de condensatoare, de valoare fixă pe partea de curent alternativ al mutatorului. Dacă sarcina mutatorului variază în limite largi se folosesc mai multe baterii de condensatoare care se conectează cu ajutorul unor contactoare, valoarea capacităţii conectate fiind controlată automat de un echipament sensibil la puterea reactivă. Pentru echipamente cu sarcină foarte frecvent variabilă, ca la laminoare, uzura contactoarelor şi creşterea costului de întreţinere face să fie preferabilă înlocuirea contactoarelor cu tiristoare. Acest sistem permite şi controlarea momentului comutării bateriilor de condensatoare aşa ca să se evite efectele tranzitorii. În serie cu bateriile de condensatoare sînt prevăzute reactoare dimensionate astfel ca frecvenţa de rezonanţă să fie inferioară primei armonici din reţea pentru a evita efecte de rezonanţă. În sfîrşit, factorul de putere al mutatoarelor poate fi îmbunătăţit şi acţionînd direct asupra mutatoarelor. Cea mai eficace metodă de reducere a energiei reactive absorbite este comanda secvenţială a mutatoarelor legate în serie. Aplicată punţii trifazate această metodă duce la puntea semicontrolată, conexiune extrem de folosită în acţionările în care mutatorului nu i se cere să lucreze în regim de invertor.

Forma curentului absorbit de la reţea poate fi îmbunătăţită prin creşterea numărului de plusuri ai mutatorului, Astfel, pentru acţionarea unor motoare mai sînt frecvente conexiunile cu 12 pulsuri constînd din combinarea a două conexiuni cu cîte 6 pulsuri. Pentru instalaţiile folosind redresoare comandate creşterea de pulsuri peste 12 nu duce la un avantaj real care să justifice creşterea costului instalaţiei. Într-adevăr nu este posibil un control exact al unghiului controlului de fază şi o eroare în stabilirea acestor unghiuri duce la apariţia unor armonici de rang inferior celui scontat.

Atît timp cît puterea instalaţiei cu mutatoare este redusă faţă de puterea altor consumatori alimentaţi din reţea, în general nu este necesar să se adopte măsuri speciale. Pentru instalaţii mari convertoare trebuie însă prevăzute atît mijloace de îmbunătăţire al factorului de putere cît şi de filtrare a armonicilor curentului absorbit din reţea.

O.L.

CZ 621.317. *Tehnica măsurilor electrice*

CZ 621.317.726

Hochhäusler, P. : **Vehiculul magneto-flotant** (Die magnetische Schwebebahn). În : ETZ-B, nr. 13, iunie 1971, p. 311—313, 5 fig., 4 scheme.

Relatarea provine din laboratorul autorului-inventator, bazată pe brevetul său, după care corpuri metalice pot pluti în aer atît în stare de repaus cît şi în mişcare cu mari viteze. Un astfel de vehicul devine necesar deoarece alimentarea cu energie din conducte aeriene nu mai este posibilă peste 500 km/h, iar motoarele cu reacţie nu se iau în consideraţie din cauza poluării aerului. Rămîne doar posibilitatea transmiterii energiei pe cale inductivă prin mijlocirea unui antrefier.

Sistemul magnetic, asemănător cu cel al motorului liniar se compune din două bobine de self trifazice alimentate (conform schemei) monofazic în stare de repaus şi trifazic în mişcare, schimbarea sensului de mers realizîndu-se prin inversarea fazelor, deci asemănător motorului liniar. Datorită mărimii şi direcţiei curenţilor din bobine, fluxurile magnetice rezultante în juguri sînt calculate în aşa fel încît obiectul flotant de deasupra nu poate face mişcări laterale interzise, nu poate aluneca perpendicular pe direcţia mersului. Magneţii cu înfăşurările lor formează partea fixă (corespunzătoare şinelor) a sistemului. Aceştia vor fi îngropaţi în canale de beton, fiind protejaţi contra ploii cu un material nemagnetic. În

punctele de oprire (staţii) magneţii vor fi plasaţi mai apropiaţi unul de altul dar pe calea liberă distanţaţi în funcţie de viteza vehiculului. De exemplu la 1 000 km/h intervalul poate fi de 100 m, ţinîndu-se deci seamă de energia cinetică ($mv^2/2$).

În ce priveşte partea mobilă (vehiculul) autorul utilizează în instalaţia sa de experimentare talere de aluminiu cu fundul gros de cîţiva cm. Stabilizarea acestor talere în centrul magneţilor este asigurată, după cum s-a spus sus, indiferent dacă ele sînt rotunde sau dreptunghiulare, cu condiţia ca să acopere toate cele şase juguri ale unui sistem magnetic. Repulsia magnetică atît orizontală (necesară mişcării) cît şi verticală (necesară menţinerii în aer deasupra magneţilor) este — la aceeaşi inducţie — în funcţie de grosimea fundului talerului. Această grosime prezintă pentru ambele sensuri de suflaj o valoare maximă diferită ; adică un obiect uşor nu se urcă deosebit de sus ci posedă o anumită grosime optimă a fundului după cum pentru obiecte grele există o anumită grosime, care mijloceşte maximum de viteză orizontală. În încheiere sînt enumerate avantajele unui astfel de vehicul : preţul de cost scăzut al ansamblului, lipsa unor piese componente în mişcare, deci a uzurii, comanda dintr-un punct fix, nefiind necesari mecanici de conducere, încălzitul (iarna) prin încălzirea fundului de aluminiu, răcirea (vara) datorită unor canale, prin care aerul răceşte fundul în funcţie de viteză, iluminatul (experimental) prin mici bobine de inducţie etc. Siguranţa acestui vehicul ar fi incomparabil mai mare decît cea a unui avion.

— Ca o completare a celor de mai sus urmează un articol (nesemnat) cu descrierea funicularului Messerschmitt — — Bölkow-Blohm, un vehicul flotant tot pe unde magnetice, acţionat tot de un motor liniar, unde vehiculul primeşte prin intermediul periilor curent trifazic de 380 V, 50 Hz. O parte a curentului este reglată prin tiristori pentru alimentarea magneţilor cu suflaj vertical sau orizontal. Acest vehicul de 7,6 m lungime este exprimat actualmente pe o distanţă de 600 m.

Gh.C.

CZ 621.318 *Aplicaţii industriale ale magnetismului şi magneţilor*

CZ 621.318.42.013.7 :621.3-014.33

Becker, H. **Bobina reglabilă, un defazor static pentru compensarea şocurilor de sarcină reactivă** (Die steuerbare Drosselspule, ein statischer Phasenschieber zur Kompensation von Blindlaststössen), În : ETZ-B, nr. 12, iunie 1971, p. 293—295, 6 fig.

Pentru compensarea şocurilor inductive de scurtă durată (provocate de exemplu de laminoare sau de cuptoare cu arc), care produc variaţii nepermise ale tensiunii, sînt folosiţi astăzi în general defazorii rotativi în cazul că nu se poate recurge la generatoare sau la motoare sincrone cu dispoziţii speciale ale excitaţiilor, unde, prin ridicarea rapidă a tensiunii de excitaţie a acestor maşini, se poate varia sarcina reactivă cu viteza necesară (circa 100 MVar/s), pe cînd cu defazorii rotativi se poate compensa sarcina inductivă rapid şi continuu, condensatorii nu permit acest lucru.

La defazorul static sînt legate în paralel o baterie de condensatoare şi o bobină reglabilă. În timp ce bateria de condensatoare este dimensionată pentru sarcina reactivă maximă, fiind racordată în permanenţă la reţea, bobina reglabilă lucrează contra sarcinii reactive a consumatorului, obţinîndu-se astfel acelaşi efect ca la defazorul rotativ. Variaţia rapidă şi continuă a puterii reactive de magnetizare din bobină este posibilă datorită unei premagnetizări cu curent continuu a circuitului din fier. Într-o schemă este arătată şi explicată funcţiunea bobinei monofazice, care este compusă din două miezuri magnetice închise purtînd cîte două înfăşurări în serie. O pereche de înfăşurări este alimentată cu curent alternativ, cealaltă cu curent continuu. Amplitudinea curentului alternativ este astfel aleasă, încît fără o premagnetizare cu curent continuu fluxul nu îşi depăşeşte limita de saturaţie. Urmează amănuntele funcţionării la bobina monofazică şi apoi în cazul unei bobine trifazice inclusiv o figură (secţiune) a acesteia cu cele două înfăşurări. O schemă de ansamblu redă toate elementele componente ale unui astfel de defazor static. Bobina reglabilă este excitată prin intermediul unui redresor cu tiristori. Reglajul este de aşa natură încît curentul reactiv rezultat din reţea este egal cu zero. În încheiere cîteva curbe ne redau reglajul şocului şi apoi sînt repetate avantajele acestui sistem (nu necesită deservire etc.).

Gh.C.

CZ 621.313.333.1.018.7

Bird, B., Broadway, A. şi Colvile, A. : **Efectele armonicelor de ordin superior şi a asimetriei înfăşurării asupra caracteristicilor maşinilor cu rotor bobinat** (Effects of subharmonics and winding asymetry on the performance of slip-ring machines). În : Proc. IEE, vol. **118** nr. 1, ian 1971, p. 148—152, 8 fig., 2 tab.

Există un număr de aplicaţii industriale în care folosirea maşinilor cu rotor bobinat şi număr variabil de poli, oferă avantaje considerabile, atît economice cît şi tehnice. O problemă deosebită în proiectarea unor astfel de maşini este legată de efectele armonicelor de spaţiu. Aceste armonice au efecte dăunătoare în funcţionarea maşinilor cu rotor bobinat, cu toate acestea pînă în prezent nu au fost întreprinse cercetări sistematice pentru evitarea sau reducerea efectului lor. De asemenea nu s-a stabilit care ar putea fi nivelul acceptabil de astfel de armonice. Cercetări întreprinse recent au arătat, însă, că performanţele unui motor cu rotor bobinat, cu înfăşurare secundară convenţională, sînt nesatisfăcătoare dacă mărimea armonicilor în forma forţei magnetomotoare primare atinge 7,5 % în sens direct şi 15 % în sens invers. Pentru cazuri deosebit de dificile de motoare cu număr variabil de poli şi rotor bobinat au fost imaginate două tipuri neobişnuite de înfăşurări rotorice şi ambele s-au dovedit capabile de a funcţiona în cazuri în care înfăşurările statorului conduceau la un conţinut ridicat de armonici. Una dintre înfăşurările imaginate poate fi aplicată pentru orice combinaţie de număr de poli stator, par-impar, comportîndu-se ca o înfăşurare standard pentru un număr de poli şi prezentîndu-se ca o înfăşurare în scurtcircuit pentru al doilea număr de poli. Variaţia de viteză prin rezistenţă se realizează pe o singură poziţie.

T.C.

CZ 621.365.5 *Generarea căldurii prin inducţie magnetică*

CZ 621.365.52

Pelly, B. R. **Ultimele dezvoltări în domeniul surselor statice pentru încălzire inductivă în înaltă frecvenţă** (Latest developements in static high frequency power sources for induction heating). În : IEEE Trans, on Ind. Electronics and Control Instrumentation IECI-**17**, 4, 1970, p. 297—312.

Se analizează principiile de funcţionare a trei tipuri de circuite invertoare cu tiristoare dezvoltate pentru încălzirea inductivă. Circuitele descrise constituie o linie completă de convertizoare statice de frecvenţă capabile să îndeplinească cerinţele încălzirii prin inducţie la frecvenţe între 180 Hz şi 10 kHz şi puteri mai mari de 100 kW. Prin punerea în paralel a mai multor unităţi se pot obţine puteri suficiente de ridicate pentru a satisface toate aplicţiile.

Convertizoarele statice tiristorizate prezintă multiple avantaje tehnice faţă de convertizoarele rotative folosite obişnuit pentru încălzire în înaltă frecvenţă. Costul redus de întreţinere, volumul şi greutatea reduse şi randamentul ridicat (peste 91 %) fac ca şi din punct de vedere economic comparaţia să fie în favoarea invertoarelor statice. În timp ce convertizorul rotativ este în esenţă un dispozitiv de frecvenţă fixă, frecvenţa de ieşire a convertozoarelor statice poate fi controlată automat astfel ca să se adapteze variaţiilor circuitului de sarcină, ceea ce face ca factorul de putere a sarcinii compensate să poată fi menţinut la o valoare apropiată de unitate.

O.L.

E 2040

Sumar anual şi index alfabetic de autori

Anul XIX, 1971

Sumar

1. CZ 061.3. Colectivităţi Congrese.

CZ 061.3 :621.311.1 (498) ,,1971''

1.1. *A 8-a Conferinţă Mondială a Energiei* (Cronică)

6, 239—240

CZ 061.3 : 621.3 (498) ICPET

1.2. *Sesiunea anuală de comunicări tehnico-ştiinţifice a Institutului de cercetări şi proiectări echipamente termoenergetice — ICPET —* (Recenzie : Curiac, Gr.)

6, 237—238

CZ 061.4 (43) : 621.3 ,,1971''

1.3. *Cea de a XIII-a ediţie a Tîrgului internaţional de la Brno* (Cronică : Dumitriu, M.)

9,356

CZ 092 :621.3 Nicolau

1.4. *Decernarea titlului de ,,Doctor Honoris Causa'' profesorului ing. Alexandru Nicolau.* (Cronică : Tănăsescu, Fl.)

3, 115—116

2. CZ 535.21. Propagarea şi energetica radiaţiilor. Efectele radiaţiei luminoase

Referate : 9(1) ; 10(1)

3. CZ 536.2. Transmisia căldurii. Conducţie. Convecţie. Referate 9(1)

4. CZ 537. Electricitate

CZ 537.227 : 537,5 : 537.21

4.1. Tănăsescu, Fl. : *Influenţa unei alveole închise într-un dielectric asupra repartiţiei cîmpului electric şi mecanismului de apariţie şi desfăşurare a descărcărilor parţiale.*

CZ 537.222. Distribuţia sarcinilor electrice. Densitatea sarcinii.

4.2. Referate 4(1) ; 8(1) ; 10(1).

5. CZ 538. Electromagnetism

CZ 538,0 (022—075,8)

5.1. Gherstein, G. M. : *Modelarea cîmpurilor prin metoda inducţiei elecrostatice* (Recenzie : Crăciunescu, A.).

8, 312—313

CZ 538.12 : 538.2

5.2. Fluerăşu, C. : *Cîmpul şi acţiunea ponderomotoare ale pînzelor de curent şi de flux magnetic cvasistaţionar, aplicaţii la formarea electromagnetică* (Teză de doctorat).

1, 28

CZ 538. 12 : 538.3

5.3. Ciric, R. I. : *Contribuţii la determinarea cîmpurilor electromagnetice cvasistaţionare în sisteme cu simetrie axială. Aplicaţie la levitaţia electromagnetică* (Teză de doctorat)

1, 28

CZ 538.4

5.4. Voldec, A. I. : *Maşini magnetohidrodinamice de inducţie cu metal lichid ca fluid de lucru* (Recenzie : Crăciunescu, A.).

4, 148—149

CZ 538.4.09

5.5. Magnetism. Electromagnetism

Referate : 8(1) ; 9(1)

6. CZ 621.3. Electrotehnică generală

CZ 621.3.011.538.542 : 537.226.3

6.1. Mocanu, C. I. : *Schemele echivalente cu parametri constanţi ale conductorului cilindric circular masiv la curent de aducţie, în regim de efect pelicular tranzitoriu*

2, 37—47

CZ 621.3.012.8 : 538.531.21 :516

6.2. Spinei, F, şi Măgureanu, R. : *Analiza topologică a circuitelor modificabile.*

3, 77—81

CZ 621.3.012.8 : 621.3.011.3. :538.23

6.3. Popa, I. şi Bogoevici, M. : *Cu privire la calculul circuitelor electrice care conţin miezuri magnetice cu ciclul de histerezis dreptunghiular excitate cu impulsuri de curent.*

3, 82—87

CZ 621.3.014.31 : 621.3.064.2

6.4. Sasu, Mimi : *Rolul arcului electric în procesul de întrerupere.*

3,96—104

CZ. 621.3.014.33

6.5. Pesici, M. : *Factorul de asimetrie χ la apariţia curentului de scurtcircuit.*

12, 465—468

CZ 621.3.004.64

6.6. Rychtera, M. : *Deteriorarea echipamentului electric în medii nefavorabile* (Recenzie : Curiac, Gr.).

5, 196

CZ 621.3.011.3 : 011.24

6.7. Kalantarov, P.L. şi Ţeitlin, L.A. : *Calculul inductanţelor* (Recenzie : Carabulea, A.)

6, 233

CZ 621.3.013 + 537.212

6.8. Bins, K. şi Laurenson, P. : *Analiza şi calculul, cîmpurilor electrice şi magnetice* (Recenzie: Carabulea A.).

6, 233—234

CZ 621.3. Electrotehnică generală

6.9. Referate : 3(5) ; 5(2) ; 6(1) ; 8(3) ; 9(1) ; 12 (1).

7. CZ 621.311. Centrale electrice. Instalaţii de alimentare cu energie electrică

7.1. Referate : 1(1) ; 2(1) ; 9(1).

8. CZ 621.312. Industria electrotehnică

CZ 621.312.004.6

8.1. Dobrescu, D. : *Metodă de analiză a unor structuri din punctul de vedere al fiabilităţii (siguranţei în funcţionare)*

4, 117—121

CZ 621.312 — 761.004

8.3. Dobrescu, D. : *Siguranţa în funcţionare (fiabilitatea) a unui sistem serie cu restabilire.*

8, 283—286

CZ 621.312 (498)

8.3. Lăzăroiu, D. F. : *Industria electrotehnică din Republica Socialistă România, creaţie a politicii Partidului Comunist Român.*

5, 157—161

CZ 621.312. Industria electrotehnică

8.4. Referate : 8(2) ; 9(1) ; 12(1)

9. **CZ 621.313. Mașini electrice de curent continuu și alternativ. Generatoare. Motoare.**

CZ 621.313 : 621.38

9.1. Kusco Alexander : *Comanda motoarelor de curent continuu cu ajutorul semiconductoarelor* (Recenzie : Măgureanu, R.)

2,71—72

CZ 621.313.013.001.57

9.2. Ivanov—Smolenski, A.V. : *Modelizarea fizică a cîmpului elecromagnetic și a proceselor din mașinile electrice* (Recenzie : Crăciunescu, A.)

4, 149

CZ 621.313.1.001

9.3. Nasar, S. A. : *Sisteme și elemente de conversie electromecanică a energiei* (Recenzie : Măgureanu, R.)

CZ 621.313.1.013.2.001.24

9.4. Șlaiher, S. și Zlatanovici, R. : *Metoda relaxației și aplicarea ei la determinarea cîmpului magnetic în sistemele electromecanice*

8.277—282

CZ 621.313.1. — 712.2.017.7.001.24

9.5. Spinei, F., Necula, M. și Măgureanu, R. : *Calculul circuitelor de ventilație ale mașinilor electrice utilizînd metoda Newton, inițializată printr-o metodă de încărcare*

6, 212—215

CZ 621.313.102.4

9.6. Fitzgerald, A.E., Kingsley, C. și Kusko, A. : *Mașini electrice* ed. III (Recenzie : Măgureanu, R.)

9, 349—350

CZ 621.313.13—577.017.7

9.7. Bartzer, St. : *Observații cu privire la utilizarea în regimul continuu a motoarelor electrice cu regimul nominal intermitent*

3, 88—92

CZ 612.313.2.011.001.4

9.8. Sora, I. : *Determinarea pe cale experimentală a unor parametri ai mașinii de curent continuu*

12, 441—444

CZ 621.313.222.011.1.001.24

9.9. Murgu Zaira : *Predeterminarea parametrilor de pornire la motorul de curent continuu serie*

2, 53—58

CZ 621.313.282

9.10. Dîmboiu, E. : *Instalație experimentală pentru ridicarea unor caracteristici ale motoarelor liniare plane cu cîmp mobil*

5, 171—174

CZ 621.313.29.045.15.002

9.11. Lăzăroiu, D. F., Șlaiher, S. și Olaru, Gh. : *Considerații privind realizări recente în domeniul motoarelor cu rotor disc și conductoare lamelare*

6,201—207

CZ 621.313.32

9.12. Nürnberg, W, și Lax, F., *Mașini sincrone* (Recenzie : Vasilescu, A.)

9,350—351

CZ 621.313.32. : 621.316.719.3

9.13. Cîmpeanu, A. : *Stabilitatea statică a mașinii sincrone în regim de recuperare*

11, 401—404

CZ 621.313.32 :681.14

9.14. Micu, E. : *Studiul regimului tranzitoriu al mașinii sincrone cu calculatorul electronic numeric*

8,,287—292

CZ 621.313,32,042.12 : 621.314.63 : 681.335

9.15. Măgureanu, R. și Necula Mariana : *Predeterminarea pe un calculator analogic a caracteristicilor mașinii sincrone cu poli înecați, alimentată la un comutator electronic*

2, 47—52

CZ 621.313.322

9.16. *** *Problemele electrodinamicii tehnice* (Recenzie : Carabulea, A.)

8,313

CZ 621.313.323

9.17. Micu, E. și Ghione, R. : *O metodă de amortizare a oscilațiilor motorului sincron comandat prin frecvență*

7, 241—247

CZ 621.313.33.012.2.001.24

9.18. Simion. A. : *Asupra determinării exacte a diagramei cercului mașinii asincrone.* (Pentru tînărul inginer)

8,305—309

CZ 621.313.33.042.12

9.19. *Motorul electric liniar* (Recenzie : Carabulea, A.)

7, 273—274

CZ 621.313.333.001.14 : 681.32

9.20. Aslan, H. și Oprișan, M. : *Unele considerente asupra optimării pe ordinator a proiectării motoarelor asincrone*

6, 208—212

CZ 621.313.361.002

9.21. Popescu, I. : *Construcția și caracteristicile funcționale ale motorului universal U—35*

4, 121—127

CZ 621.313

9.22. *Mașinile electrice și aplicațiile lor.* (Recenzie : Măgureanu, R.)

4, 148

CZ 621.313.39.001.5

9.23. Postnikov, I. M. și Ralle, V. V. : *Motoare sincrone reactive* (Recenzie : Crăciuneascu, A.)

9.351

CZ 621.313.39

9.24. Alper, M. și Terzian, A. A. : *Generatoare de inducție* (Recenzie : Crăciunescu, A.)

10, 394—395

CZ 621, 313 Mașini electrice de curent continuu și alternativ. Generatoare. Motoare.

9.25. Referate : 1(3) ; 2(2) ; 3(1) ; 4(5) ; 5(1) ; 6(3) ; 7(3) ; 8(3) ; 9 (1) ; 10(2) ; 11(3) ; 12(4)

10. **CZ 621.314. Transformarea energiei electrice. Transformatoare. Convertizoare. Redresoare. Comutatrice**

CZ 621.314.2.012.7 : 518.4

10.1. Niculescu, D., Crăciunescu, A. și Bucurenciu, S. : *Utilizarea grafurilor de transfer în studiul transformatoarelor electrice*

10, 357—364

CZ 621.314.2.014.32.001.5

10.2. Pânoiu, A. : *Metoda experimentală de măsurare și înregistrare directă a forțelor axiale la transformatoarele de forță*

10, 365–374
CZ 621.314.214 : 621.335.2

10.3. Olariu, Gh.: *Rulajul transformatoarelor de putere al locomotivelor de putere*
5, 175–184
CZ 621.314. 25/27 : 621.362 :621.317.716 : 317.627.2

10.4. Radu, T. : *Regimul optim de funcţionare la convertoarele electronice cu arc şuntat*
1, 11–18
CZ 621.314.263.012.8.001.24

10.5. Crăciunescu, A. şi Ghiţă, C. : *Criteriile de similitudine şi calculul dublorului feromagnetic de frecvenţă*
7, 247–255
CZ 621.314. 26 3 : 538.652

10.6. Lăpuşan, V. şi Toader, S. : *Multiplicator de frecvenţă cu traductoare magnetorezistive*
1, 23–27
CZ 621.314.58.018.32.001.2

10.7. Turic, L. : *Invertoare care funcţionează pe principiul modulării impulsurilor în durată*
6, 215–223
CZ 621. 314. 63.017,7.001.25

10.8. Lupaş, O.: *Încălzirea dispozitivelor redresoare semiconductoare de putere*
10, 374–383
CZ 621.3142. Transformatoare

10.9. Referate : 2(1); 3(2); 4(6); 5(1); 9(2); 10(2); 11(2); 12(1)

11.CZ 621.315. Transmisia energiei electrice. Linii aeriene. Cable. Conductoare. Materiale izolante. Materiale de instalaţii
CZ 621.315.61.086 : 621.3.019.31

11.1. Pănoiu, A. şi Herşcovici, B. *Metoda de încercare prealabilă la arc electric a materialelor electroizolante*
8, 292–300
CZ 621.315.611.017.7

11.2. Heinrich, I. : *Determinarea îmbătrînirii termice relative a materialelor electroizolante în cazul unei variaţii exponenţiale a temperaturii*
7, 256–264
CZ 621.315.614.73 + 621.5.612/613

11.3. Nicola, Gr.: *Noi tipuri de materiale stratificate cu suport anorganic pentru electrotehnică*
2, 62–66
CZ 621.315. 616.96.017.6

11.4. Lapohos, I. şi Ianoşi Bela: *Efectul temperaturii conductibilităţii electrice a plăcilor PVC folosite în tehnica izolaţiei electrice*
2, 58–61
CZ 621.315. 616.96 : 620.197.7

11.5. Kemeny, R. şi Niţescu, G. : *Un nou lac de impregnare pentru industria electrotehnică şi a construcţiilor de maşini*
3, 93–96
CZ 621. 315. 617

11.6. *Protecţia climatică a produselor industriale* (Cronică : Filimon, P.)
2, 76
CZ 621.315

11.7. *Expoziţia industrială de materiale conductoare* (Recenzie : Constantin, M.)
2, 76
CZ 621.315. Transmisia energiei electrice. Materiale izolante

11.8. Referate : 1(2); 3(1); 4(2); 5(3); 9(1); 11(2)

12. CZ 621.316. Distribuirea energiei electrice. Reţele. Redeschiderea şi închiderea circuitelor. Reglarea mărimilor electrice. Protecţia aparatelor şi instalaţiilor
CZ 621.316.5.09

12.1. Matlac, I. : *Evoluţia elementelor electrice de comutaţie. (Pentru tînărul inginer)*
9,341–345
CZ 621.316.545.066.6.Mo-Cu-Ni

12.2. Şontea, S. şi Firescu Lucreţia : *Caracteristicile fizico-mecanice ale contactelor electrice de tip Mo-Cu-Ni pentru separatoare electrice*
2, 67–70
CZ 621.316.57.064.31

12.3. Truşcă, C. : *Cu privire la măsurarea puterii şi energiei arcului electric în aparatele de comutaţie*
10, 384–392
CZ 621.316.923.2.064.32 :621.317.312

12.4. Marinescu, I. : *Criterii de echivalenţă între încercările directe şi sintetice pentru verificarea capacităţii de rupere a siguranţelor de înaltă tensiune, limitatoare*
11, 405–408
CZ 621.316.923.2.064.32. : 621.317.312

12.5. Marinescu, I. : *O nouă schemă sintetică pentru încercarea siguranţelor de înaltă tensiune, limitatoare*
12, 445–449

CZ 621.316.3. Aparataj electric

12.6. Referate : 1(2); 2(6); 3(1); 4(1); 6(2); 9(1); 11(1)

13. CZ 621.317. Tehnica măsurilor electrice. Aparate de măsură
CZ 621.317.083.4.001.24

13.1. Ifrim, A. şi Sărăcin, M. : *Asupra efectului dispersiunii magnetice a aparatului Epstein la măsurarea pierderilor în fier.* (Pentru tînărul inginer)
8, 309–311
CZ 621.317. 39 : 621.752 : 538.632

13.2. Heler, A. şi Daba, D. : *Înregistrarea unor vibraţii mecanice cu ajutorul traductorului Hall, realizat cu material semiconductor indigen*
3, 105–108
CZ 621.317.42 : 538.632

31.3. Grün, U. : *Efectul Hall produs de cîmpul magnetic propriu într-un conductor infinit lung de secţiune dreptunghiulară şi parcurs de un curent constant în timp I*
8,300–305
CZ 621.317.442.082

13.4 Ifrim, A.: *Compensarea efectelor dispersiunii magnetice la măsurarea pierderilor în fier cu aparatul Epstein* (Notă)
9, 345–348
CZ 621.317.716.082.73.001.24

13.5. Hortopan, Viorica. : *Folosirea funcţiilor de transfer la determinarea criteriului de calitate al dispozitivelor de măsură pentru curenţii cu variaţie rapidă*
4, 128–133
CZ 621.317. 716. 083.5.001.2

13.6. Hortopan, V. : *Metode de compensare ale şunturilor coaxiale*
6, 223–227
CZ 621.317.774.621.319.53

13.7. Gaber, E. şi Marinescu, A.: *Dispozitiv de sincronizare optic a unui generator de înaltă tensiune*
11, 408–411
CZ 621.317. : 621.317.627.2

13.8. Hortopan Viorica : *Contribuţii la studiul comportării dinamice a dispozitivelor de măsură cu şunturi a curenţilor intenşi cu variaţie rapidă* (Teză de doctorat)

1, 29
CZ 621.317 : 621.318

13.9. Szabo, W. : *Contribuţii la studiul teoretic şi experimental al măsurării pierderilor magnetice prin metoda punţii în curent alternativ* (Teză de doctorat)
3, 109
CZ 621.317. Tehnica măsurilor electrice

13.10. Referate : 1(1) ; 3(1) ; 4(5) ; 6(2) ; 9(3) ; 10(1) ; 11(1) ; 12(1)

14. CZ 621.318. Aplicaţii industriale ale magnetismului şi magneţilor. Electromagneţi. Relee
CZ 621.318.2.02

14.1. Dinculescu, P. : *Determinarea valorii efective a curentului nesinusoidal din spire ecran a electromagneţilor monofazaţi* (Pentru tînărul inginer)
7, 268—273
CZ 621.318.21 :546.65

14.2. Cedighian, S. : *Magneţi permanenţi din pămînturi rare*
9, 327—332
CZ 621.318. 22

14.3. Florescu, V., Rusu, C., Korony, G., Tanach V. şi Cuteanu, M. : *Influenţa condiţiilor de măcinare şi tratament termic asupra proprietăţilor magnetice ale pulberilor de* $BaFe_{12}O_{19}$
12, 449—455
CZ 621,318.22.017.2 + 4. Ferite

14.4. Nicolau, P., Niculescu, H., Tanach, V. şi Stanciu. I. : *Unele particularităţi ale conducţiei electrice şi pierderilor magnetice la feritele de Mn-Zn cu exces de fier*
10, 392—394
CZ 621. 318.23 : 538.652

14.5. Mandache, S. : *Factorul de cuplaj magnetomecanic la ferite magnetostrictive*
11, 412—415
CZ 621.318.33.001.5

14.6. Dinculescu, P. : *Studiul experimental al fluxurilor magnetice în electromagneţii de curent alternativ monofazat la întrefier minim* (Pentru tînărul inginer)
4. 140—147
CZ 621.318.34

14.7. Dinulescu, P. : *Studiul experimental al forţelor de atracţie la electromagneţii monofazaţi*
12, 456—464
CZ 621.318.435.34

14.8. Stoica, A. : *Funcţionarea amplificatorului magnetic cu autosaturaţie în regim de supramodulare*
11, 416—423
CZ 621.318. Magneţi
14.9. Electromagneţi.
Referate 7(1) ; 9(1) ; 11(1) ; 12(1)

15. CZ 621.319. Condensatoare
CZ 621.319.4 : 621.315.616.96

15.1. Renne, V. T. *Condensatoare cu dielectric din folie organică.* (Recenzie : Crăciunescu, A.)
7, 274—275
CZ 621.319. Aplicaţii industriale ale electrostaticii
15.2. Referate : 1(2) ; 4(1)

16. CZ 621.327. Iluminatul electric
CZ 621.327. 534.15.032.43

16.1. Puşcaşu, S. : *Contribuţii la studiul tensiunii de aprindere a tuburilor fluorescente alimentate cu tensiuni cu frecvenţe ridicate*
9, 332—341

17. CZ 621. 332. 82. Hidrogeneratoare
CZ 621. 332—82 : 621—83

17.1. Opaschi, M. : *Conectarea hidrogeneratoarelor la reţea prin autosincronizare*
1, 19—23

18. CZ 621.335.Tracţiunea electrică
CZ 621.282—843.6.0016

18.1. Olariu, Gh. : *Soluţii noi şi modernizări în construcţia de locomotive diesel electrice*
6, 228—231
CZ 621.335.2 : 621.314.6 : 621.331.3/4.001.24

18.2. Negreanu, A. : *Studiul şi calculul schemelor electrice cu punţi redresoare asimetrice în serie, pentru locomotive electrice*
5, 188—195
CZ 621.335.2. : 621.314.6

18.3. Baltac, Th., Ciortan, P. şi Banu, C. : *Optimizarea dimensionării instalaţiei de redresoare de pe locomotiva electrică 060 EA*
5, 184—188
CZ 621.335.222.025.1.002/3

18.4. Moisescu, M. şi Bădulăţeanu, Tr. : *Locomotiva electică 0620-EA de 5100 kW pentru curent alternativ monofazat de 25 kV, 50 Hz*
4, 134—140
CZ 621.337.41 : 621.313.2

18.5. Banu, C. şi Baltac, Th. : *Posibilităţi de îmbunătăţire a funcţionării electromotoarelor serviciilor auxiliare pe locomotiva electrică C.F.R. de 5100 kW*
11, 424—430
CZ 621.335. Tracţiune electrică
18.6. Referate : 11(2)

19. CZ 621.34. Acţionări electrice
CZ 621.34.001.24 : 531.781

19.1. Seracin, E. şi Bartzer, St. : *Contribuţie cu privire la aplicarea ecuaţiei mişcării în calculul acţionărilor electrice*
7, 264—268
CZ 621.34 : 621.313.324—585.2

19.2. Şofan, E. : *O nouă variantă de acţionare electrică cu motor sincron cu turaţie variabilă*
9, 317—327

20. CZ 621.365.Cuptoare industriale
CZ 621.365.2

20.1. Svencianski, A. D. şi Smeleanski, M. I. *Cuptoare electrice industriale* (Recenzie : Carabulea, A.)
2,71

21. CZ 621.382,3. Transistoare
CZ 621.382.333.3.

21.1. *Utilizarea tiristoarelor în sisteme electrice de putere vol. I. Tehnica comenzii puterii prin tiristoare.* (Recenzie : Măgureanu, R.)
2, 72
CZ 621.382.333.3 : 621.313.1—57/58

21.2. Takeuchi, T. J. : *Teoria circuitelor cu tiristoare şi aplicaţiile lor la comanda motoarelor electrice* (Recenzie : Măgureanu, R.)
10, 394—395
CZ 621.38. Materiale semiconductoare
21.3. Referate : 1(1) ; 6(1) ; 7(1) ; 10(1)

24. CZ 621.39. Propagarea undelor
CZ 621.391.1 : 621.371

24.1. Adămuţ, I. : *Interpretarea fenomenologică a propagării undelor electromagnetice pe linia fără pierderi în cazul tensiunii treaptă*
5, 162—171

25. 621.791.Sudură electronică
CZ 621.791.72

25.1. Meleka, A. H. : *Sudura cu fascicul de electroni* (Recenzie : Măgureanu, R.)
11, 430—431

26. CZ 681.3. Calculatoare
CZ 681.31.32

26.1. Petrescu, A. : *Calculatoare automate şi programare.* (Recenzie : Curiac, Gr.)
5, 196
CZ 681.32 : 621.312.32

26.2. Florescu, D. şi Ghione, R.' : *Utilizarea calculatoarelor în studiul proceselor tranzitorii din maşina sincronă*
1, 6—11

Index alfabetic de autori

A

Adămuț, I. : 24.1
Aslan, H. : 9.20

B

Baltac, Th. : 18.3 ; 18.5
Banu, C. : 18.3 ; 18,5
Bartzer, St. : 9.7 ; 19.1
Bogoevici, N. : 6.3
Bucurenciu, S. : 10.1
Bădulățeanu, Tr. : 18.4

C

Carabulea, A. : 6.7 ; 6.8 ; 9.16 ; 9.19 ; 20.1
Cedighian, S. : 14.2
Ciortan, P. : 18.3
Ciric, R.I. : 5.3
Cîmpeanu, A. : 9.13
Constantin, M. : 11.7
Crăciunescu, A. : 5.1 ; 5.4 ; 9.2 ; 9.23 ; 9.24 ; 10.1 ; 10.5 ; 15.1
Curiac Gr. : 1.2 ; 6.6 ; 26.1
Culeanu, M. : 14.3

D

Daba, D. : 13.2
Dinculescu, P. : 14.1 ; 14.6 ; 14.7
Dîmboiu, E. : 9.10
Dobrescu, D. : 8.1 ; 8.2
Dumitriu, M. : 1.3

F

Filimon, P. : 11.6
Firescu Lucreția : 12.2
Florescu, D. : 26.2
Florescu, V. : 14.3
Fluerașu, C. : 5.2.

G

Gabor, E. : 13.7
Ghione, R. : 9.17 ; 26.2
Ghiță, C. : 10.5
Grün, U. : 13.3

H

Heler, A. : 13.2
Heinrich, I. : 11.2
Herșcovici, B. : 11.1
Hortopan Viorica : 13.5 ; 13.6 ; 13.8

I

Ifrim, A. : 13.1 ; 13.4
Ianoși Bella : 11.4

K

Kemeney, R. : 11.5
Korony, G. : 14.3

L

Lapahos, I. : 11.4
Lăzăroiu, D.F. : 8.3 ; 9.11
Lăpușan, V. : 10.6
Lupaș, O. : 10,8

M

Mandache, S. : 14.5
Marinescu. A. : 13.7
Marinescu, I. : 12.4 ; 12.5
Matlac. I. : 12.1
Măgureanu, R. : 6.2 ; 9.1 ; 9.3 ; 9.5 ; 9.6 ; 9.15 ; 9.22 ; 21.1 ; 21.2 ; 25.1
Micu, E. : 9.14 ; 9.17
Mocanu, C.I. : 6.1
Moisescu, M. : 18.4
Murgu Zaira : 9.9

N

Necula, M. : 9.5 ; 9.15
Negreanu, A. : 18.2
Nicola, Gr. : 11.3
Nicolau, P. : 14,4
Niculescu, D. : 10.1
Niculescu, H. : 14.4
Nițescu, G. : 11.5

O

Olariu, Gh. : 10.3 ; 18.1
Olaru, Gh. : 9.11
Opaschi, M. : 17.1
Oprișan, M. : 9.20

P

Pănoiu, A. : 10.2 ; 11.1
Pesici, M. : 6.5
Popa, I. : 6.3
Popescu, I. : 9.21
Pușcașu, S. : 16.1

R

Radu, T. : 10.4
Rusu, C. : 14.3

S

Sasu Mimi : 6.4
Sărăcin, M. : 13.1
Seracin, E. : 19.1
Simion, A : 9.18
Spinei, F. : 6.2 ; 9.5
Stanciu, I. : 14.4
Stoica, A. : 14.8
Szabo, W. : 13.9

Ș

Șlaiher, S. : 9.4 ; 9.11
Șofan, E. : 19.2
Șontea, S. : 12.2
Șora, I. : 9.8

T

Tanach, V. : 14.3 ; 14.4
Tănăsescu, Fl. : 1.4 ; 4.1
Toader, S. : 10.6
Trușcă, C. : 12.3
Turic, L. : 10.7

V

Vasilescu, A. : 9.12

Z

Zlatanovici, R. : 9.4

TEMATICA REVISTEI

pe anul 1972

1. Electrotehnică generală

1.1. Introducerea metodelor noi de calcul în electrotehnică.
1.2. Aplicarea mașinilor de calcul electrice, analogice și cifrice în problemele specifice.
1.3. Elemente logice în electrotehnică.
1.4. Tipuri noi de materiale semiconductoare. Tehnologii specifice.
1.5. Electrotehnică criogenică.
1.6. Aplicații moderne ale efectului Peltier. Pile termoelectrice.
1.7. Teoria generală a plasmei și domeniile de utilizare în știință și tehnică. Utilizarea plasmei în tehnologie.
1.8. Generatoare și pompe MHD.
1.9 Pile termoionice.
1.10. Invenții și inovații în electrotehnică. Descoperiri științifice cu aplicații în electrotehnică.

2. Industria electrotehnică

2.1. Fiabilitatea produselor electrotehnice.
2.2. Criterii de realizare a producției în serie. Concepția teoretică și constructivă.
2.3. Îmbunătățirea calității produselor prin proiectări, alegerea și controlul eficace al calității materialelor și al procesului de fabricație. Mărirea duratei de viață.
2.4. Introducerea mecanizării și automatizării în procesele tehnologice ale producției. Linii automate de prelucrat, repere de serie.
2.5. Fabricația bunurilor de larg consum. Încercări de verificarea performanțelor. Criterii de stabilire a programului de încercări pentru determinarea nivelului calității. Protecție față de acțiunea mediului ambiant. Dimensionarea produselor ținînd seamă de condițiile reale de exploatare.
2.6. Problemele exportului de utilaj electrotehnic. Produse bazate pe invenții și licențe.
2.7. Combaterea coroziunii. Acoperiri de protecție. Ambalaje.
2.8. Evitarea poluării mediului.

3. Mașini electrice

3.1. Activarea răcirii prin ventilație. Îmbunătățirea răcirii cu apă, cu ulei. Metode de calcul și experimentări pentru evaluarea efectului de răcire.
3.2. Elaborarea unor metode de măsurare, stabilirea de măsuri pentru reducerea vibrațiilor și al zgomotului produs. Importanța utilizării materialelor noi izolante și magnetice și tehnologiile lor specifice. Izolații moderne de înaltă tensiune, tehnologii de utilizare, metode de încercare.
3.3. Pătrunderea undelor de impuls în mașini. Lămurirea fenomenelor fundamentale, elaborarea de metode și aparate de măsurare. Elaborarea de metode de defectoscopie pe bază de impulsuri și introducerea lor în controlul fabricației.
3.4. Elaborarea, proiectarea, tehnologia și fabricația seriilor unitare de mașini asincrone. Serie de mașini asincrone cu poli comutabili dezvoltată din seria actuală de mașini asincrone normale. Seria unitară de mașini asincrone de 100 — 1 000 kW. Serie unitară de mașini asincrone din execuție antiexplozivă grad de protecție Exa III G3 (STAS 6789—63).
3.5. Mașini electrice speciale. Generatoare de medie frecvență. Mașini de sudură speciale. Mașini cu înfășurări imprimate și motoare fracționare (micromotoare) cu destinație specială.
3.6. Motoare liniare. Vehicule suspendate magnetic.
3.7. Reglajul automat al tensiunii generatoarelor sincrone. Metode și scheme de reglare cu și fără excitatoare.
3.8. Soluții moderne de reglarea vitezei motoarelor electrice de curent continuu și alternativ.
3.9. Dimensionarea și construcția mașinilor cu porniri și inversiuni frecvente.

4. Transformatoare

4.1. Forțarea răcirii transformatoarelor mari, cu aer și cu ulei. Construcția răcitoarelor cu randament mare.
4.2. Stabilitatea transformatoarelor electrice la scurtcircuit.
4.3. Stabilirea la impulsuri de tensiune. Repartizarea tensiunii de impuls pe înfășurări la diferite conexiuni.
4.4. Coordonarea și reducerea degresivă, progresivă a izolației. Scăderea nivelului de izolație internă.
4.5. Seria unitară de transformare cu bobinaj de aluminiu. Principii de dimensionare optimă.
4.6. Transformatoare uscate, antideflagrante, antiexplozive. Metode de proiectare, experimentări pe modele.
4.7. Reglajul sub sarcină al transformatoarelor și autotransformatoarelor. Soluții constructive.

4.8. Comportarea transformatoarelor cu tole texturate.
4.9. Transformatoare de încercare la înaltă tensiune.
4.10. Transformatoare speciale cu multe trepte în secundar pentru cuptoare cu inducție la frecvența rețelei.

5. **Mutatoare**

5.1. Redresorul cu siliciu, simplu și comandat. Performațe, fabricare, experimentări utilizări.
5.2. Convertizoare statice de sudură.
5.3. Convertizoare statice de fază și de frecvență.

6. **Materiale electrotehnice**

6.1. Aluminiu ca înlocuitor al cuprului în electrotehnică.
6.2. Aliaje rezistive. Posibilități de fabricare în țară.
6.3. Cabluri și conductoare izolate. Tehnologie. Proprietăți.
6.4. Izolanți superiori. Mică, micabandă, micafoliu. Materiale plastice noi. Elaborarea, tehnologia, proprietățile și utilizările materialelor epoxidice, poliesterice etc.
6.5. Turnarea în rășini epoxidice a bobinajelor și izolatoarelor.
6.6. Ceramică electrotehnică. Izolatoare-clopot din sticlă călită.
6.7. Stabilitatea utilajelor în condiții de exploatare.
6.8. Proprietățile și tehnologia prelucrării tolei texturate și tolei netexturate moderne.
6.9. Dielectrici cloruraţi și gazele electronegative.
6.10. Tehnica bimetalelor.

7. **Echipamentele rețelelor electrice**

7.1. Stații și posturi cu celule prefabricate, comandate automat.
7.2. Normalizarea unui sistem de panouri de joasă tensiune.
7.3. Dezvoltarea de panouri miniaturizate.
7.4. Contactoare moderne. Studii și experimentări privind cinematica, privind comportarea lor pe sarcini capacitive și comportarea la solicitări de durată.
7.5. Condensatoare. Soluții constructive noi.
7.6. Întreruptoare de înaltă tensiune. Performanțele camerelor de stingere. Principiul modulului aplicat în construcția întreruptoarelor de înaltă tensiune. Întreruptoare automate. Echipament aferent întreruptoarelor pentru diminuarea supertensiunilor de comutație.
7.7. Serii unitare de siguranțe fuzibile: rapide, ultrarapide și cu întîrziere. Dimensionarea fuzibilului.
7.8 Descărcătoare cu rezistență variabilă cu suflaj magnetic. Teoria și eficacitatea suflajului magnetic.
7.9. Regulatoare de putere și de frecvență în sisteme electrice. Studiul teoretic al comportării la transfer. Reglajul tensiunii și curentului cu amplificatoare magnetice.
7.10. Siguranța în funcționare a echipamentelor electrice, metodologie, scheme și rezultate experimentale.
7.11. Posturi de transformare blindate de înaltă tensiune.

8. **Măsuri electrice**

8.1. Oscilografe. Descrierea funcționării, aplicații speciale la înregistrarea fenomenelor tranzitorii rapide.
8.2. Sonde Hall pentru măsurarea curenților, puterii etc.
8.3. Aparate numerice de măsură, construcție, utilizare, precizie.
8.4. Măsurarea variației cuplului mașinilor asincrone.
8.5. Metode moderne de măsură. Aplicare de noi principii.

9. **Utilizări**

9.1. Tracțiunea electrică și Diesel electrică. Sistemul cu frecvență industrială în firul de cale. Scheme electrice.
9.2. Acționări electrice moderne cu comandă automată statică (cu elemente logice de comandă automată).
9.3. Electrochimia. Electroliza industrială. Instalații de alimentare cu curent continuu. Microacumulatoare. Acumulatoare cu destinație specială și baterii galvanice.
9.4. Aparate electrotermice casnice, construcții moderne și performanțe. Cuptoare electrice, tipuri moderne. Funcționare și reglare automată.
9.5. Iluminatul electric modern cu lămpi cu incandescență și lămpi cu descărcări în gaze. Lămpi cu ciclu regenerativ cu halogeni, lămpi fluorescente, lămpi cu vapori de mercur de înaltă presiune, lămpi cu halogenuri metalice, lămpi cu vapori de sodiu de joasă și înaltă presiune.
Scheme pentru conexiuni, caracteristici fotometrice și colorimetrice.

10. **Probleme de organizare și economia producției**

10.1. Introducerea calculatoarelor electronice pentru conducerea eficientă a întreprinderilor electrotehnice.
10.2. Conducerea științifică a întreprinderilor cu profil electrotehnic.

Recomandări pentru autori

1. Lucrările care pot fi prezentate spre publicare sînt : de importanță generală, tehnico-științifice speciale, teoretice sau experimentale, tehnice obișnuite, prezentarea unor realizări pe linia protecției muncii (dispozitive proiectate în acest scop etc.).

2. Lucrările vor fi axate pe aducerea la îndeplinire a sarcinilor trasate de documentele de partid și de stat privind îndeosebi introducerea tehnicii noi, ridicarea calității produselor, reducerea prețului de cost, creșterea productivității muncii etc. Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele, interesînd industria, vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să conțină propuneri de viitor.

3. Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.

4. Lucrările care au mai fost publicate integral sau parțial nu pot fi trimise redacției spre publicare.

5. Un scurt rezumat de autor, conform STAS 6442—69 fixînd premisele de la care s-a pornit, problema studiată și cadrul în care este tratată, nedepășind 6—10 rînduri, va fi anexat lucrării.

6. În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției ; de asemenea, se arată scopul lucrării, subliniindu-se contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd înțelegerea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase ; de asemenea, se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic-ilustrativ, tabele etc.

7. Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiile posibile.

8. Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.

9. Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului.

10. Se recomandă o atenție deosebită scrierii mărimilor și formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie de asemenea, cu grijă literele majuscule, minuscule sau cele rusești, grecești, germane, cifrele romane etc.

11. Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cum și figuri sau tabele), atît cele speciale, cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcrierile originale. Pentru cărți : numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet (eventual și tradus, în paranteză), ediția, editorul, locul editurii, anul. Pentru articole : numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus, în paranteză), revista, volumul, numărul și anul, paginile.

Numărul de referiri bibliografice (poziții din lista bibliografică) vor fi de cel puțin 6 și cel mult 26 pentru articolele originale. Limita superioară se va putea depăși numai în cazul sintezelor analitice.

12. Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență, exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic.

Se scrie pe o singură pagină (față), la două rînduri (2 000 semne de pagină). Pentru articole se recomandă 10—15 pagini dactilografiate.

13. Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.

14. Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica : titlurile, funcțiile, localitatea și adresa domiciliului, numărul de telefon.

15. Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora pentru publicare.

16. Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări în corectură față de manuscris ce întrec două rînduri.

Către cititorii noştri

În scopul mobilizării inginerilor şi tehnicienilor noştri în vederea îndeplinirii cu succes a sarcinilor măreţe trasate de documentele de partid şi de stat, îndeosebi pentru introducerea tehnicii noi, îmbunătăţirea produselor, reducerea preţului de cost, creşterea productivităţii muncii, comitetul de redacţie a luat numeroase măsuri privind îmbunătăţirea continuă a conţinutului şi aspectului grafic al revistei noastre. Unele dintre aceste măsuri necesită explicaţii şi îndrumări pentru a putea fi aplicate în mod raţional. Unele explicaţii se dau mai jos, iar pentru informaţii de detaliu rugăm pe cititorii noştri să se adreseze redacţiei noastre.

Revista cuprinde următoarele părţi : parte de fond, partea documentară şi inseratele.

1. Partea de fond conţine : articole, note, discuţii, referate, recenzii, norme şi standarde şi cronici. Are paginile numerotate în continuare pe tot anul, iar la numărul 12 se anexează o tablă de materii sistematică şi o listă alfabetică de autori cu scopul ca partea de fond să se detaşeze, să se lege, formînd colecţia revistei.

1.1. Articole. Articole de fond privind luări de poziţii, comentarii faţă de evenimentele politice, economice şi tehnice de importanţă mare.

Articole tehnico-ştiinţifice sau tehnologice (4—6 de fiecare număr al revistei) cu caracter de originalitate sau sinteză se publică în condiţiile comunicate autorilor. Ele sînt precedate de o scurtă introducere redacţională, destinată a situa articolul în tematica revistei şi în problematica actuală a domeniului cu sublinierea importanţei sau a interesului pe care le comportă. Articolele sînt urmate de liste bibliografice, din care în viitor nu vor lipsi referiri la articole apărute anterior în revista noastră.

Pentru a uşura găsirea unui articol într-o colecţie de numere, fiecare articol este prevăzut cu un număr de clasificare zecimală care, împreună cu fişele documentare ale sumarelor în limba română şi în patru limbii străine, permite identificarea obiectului articolelor şi pentru cititorii străini care nu cunosc limba română.

În acelaşi timp, sumarele pe fişe (vezi mai jos) şi tabelele de materii anuale pe cinci ani etc. dau posibilitatea găsirii uşor a unui articol în colecţie.

1.2. Notele sînt expuneri mai scurte şi de o importanţă mai redusă decît articolele. Ele pot avea un caracter de originalitate, se clasifică zecimal şi se introduc în sumarele anuale.

1.3. Discuţii asupra unor lucrări sau articole apărute, arătînd poziţia luată în problema respectivă şi răspunsul dat, se admit fără ca redacţia să-şi ia un angajament sau responsabilitatea în ce priveşte părerile exprimate. Discuţiile au scopul să încurajeze lupta de opinii între autori şi cititori.

1.4. Referatele sînt rezumate obiective (necifrice) ale unor articole sau lucrări apărute în alte reviste din ţară şi din străinătate, care se consideră de către redacţie a fi interesante şi utile cititorilor. Indicaţia bibliografică să fie completă (inclusiv numărul de figuri, tabele şi referinţe bibliografice).

1.5. Recenziile sînt prezentări mai ample şi critice ale unor lucrări de anvergură, cărţi, monografii, disertaţii. Recenzorii se aleg de către redacţie dintre persoanele competente în domeniul respectiv, care semnează prezentarea. Critica trebuie să fie constructivă şi să permită îmbunătăţiri la o nouă ediţie.

1.6. Norme şi standarde constituie o rubrică de prezentare a ultimelor ştiri privind redactarea şi apariţia de norme şi standarde în ţară şi străinătate (norme internaţionale).

1.7. Cronica serveşte la anunţarea sau reamintirea unor evenimente mai importante în domeniul respectiv : congrese, conferinţe, aniversări, comemorări etc.

2. Partea documentară a revistei este mult amplificată faţă de trecut, avînd în vedere nevoia actuală de a promova şi îmbunătăţi documentarea tehnico- ştiinţifică în masa inginerilor şi tehnicienilor.

2.1. Sumarele sînt redactate în patru limbi, sub formă de fişe bibliografice, decupabile, cu număr de clasificare zecimală şi referinţe bibliografice normale (denumirea şi numărul revistei se repetă pe fiecare fişă). Dispuse pe fanioane (care se detaşează la scoaterea broşelor fiecărui număr), ele sînt destinate a fi decupate şi ordonate în fişiere bibliografice individuale.

2.2. Titlurile unor articole recente din periodicele din ţară şi străinătate, care pot prezenta interes pentru inginerii sau tehnicienii noştri, dar nu pot fi referite mai pe larg (v. 1.4).

3. Inseratele sînt :

3.1. Anunţuri de evenimente şi apeluri către cititori sau autori.

3.2. Reclame şi prezentări de produse speciale ale unor întreprinderi din ţară şi străinătate.

Condiţiile pentru inserarea de anunţuri şi reclame se comunică de către redacţie celor interesaţi.

Redacţia speră ca prin aceste măsuri să fi acţionat în interesul cititorilor şi îşi propune ca obiectiv să facă revista cît mai utilă şi mai interesantă.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. Pl. Andronescu; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. şt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil; ing. V. Bunea; ing. V. Ciofu; prof. dr. doc. şt. tehn. V. Corlăţeanu; ing. Şt. Grosu; prof. dr. ing. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. Lazaride; conf. dr. ing. D. F. Lăzăroiu; ing. M. Opaschi; ing. A. Popa; prof. ing. Cristiana Popescu; ing. Vl. Popovici; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. Răduleţ; ing. R. Vlădoianu.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director: 14.62.67. Redacţia: Bucureşti str. Măndineşti, nr. 3, sector IV; telefon secretar general de redacţie: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30 060 300 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, Bucureşti. Tarif pentru instituţii şi întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informaţia", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23 — 25, c. 2929. *Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.P.D.P. nr. 10/7928/1970*

41 400

SOMMAIRE

CD 621.313.2.011.001.4
Şora, I. : **La détermination, par voie expérimentale, de certains paramètres de la machine à courant continu.**
Electrotehnica **19**, no. 12, dec. 1971, p. 441–444
L'étude des processus électro-magnétiques et électro-mécaniques transitoires des actions électriques avec des moteurs de courant continu nécessite la connaissance de l'inductivité des enroulements et du moment d'inertie du roteur de la machine. Etant donné que la détermination par voie analytique de l'inductivité des enroulements et du moment d'inertie comporte en général des erreurs, les méthodes expérimentales d'imposent.

Cet ouvrage présente de nouvelles méthodes pour la détermination par voie expérimentale de ces paramètres. Les méthodes ont été vérifiées expérimentalement, elles ne requiérent pas un appareillage complexe et peuvent être appliquées aussi dans le cadre des laboratoires des fabriques de machines électriques.

CD 621.316.923.2.064.32 : 621.317.312
Marinescu, I. : **Un nouveau schéma synthétique pour l'essai des coupe-circuits de haute tension, limitateurs.**
Electrotehnica **19**, no. 12, dec. 1971, p. 445–449
En analysant les schémas synthétiques présentés par la littérature de spécialité, il résulte que celles-ci ne satisfont pas intégralement les critères d'équivalence avec les schémas directs. Pour éliminer les imperfections des schémas connus, l'auteur propose un nouveau schéma synthétique (deux variantes), qui utilise, principalement, comme source d'essai un circuit résonnant. Les principaux avantages du schéma synthétique proposé sont : le maintien de la tension de rétablissement de fréquence industrielle, la reproduction intégrale des phénomènes physiques qui se produisent au cours de l'exploitation, la possibilité de regler le facteur d'amplitude et de la fréquence propre dans des limites larges. La source de fréquence industrielle qui alimente le circuit résonnant contribue à l'accroissement des possibilités d'essai.

CD. 621.318.22.002.2
Florescu, V., Rusu, C., Korony, G., Tanach, V. et *Culeanu, M.* : **L'influence des conditions de mise en poudre et de traitement thermique sur les propriétés magnétiques des poudres de $BaFe_{12}O_{19}$**
Electrotehnica **19**, no. 12, dec. 1971, p. 449–455
On décrit la technologie de préparation ainsi que les mesurages effectués sur une série de poudres de ferrite de barium soumises à la mise en poudre dans moulins à billes et à des traitements thermiques à 800 et à 900°C. Les mesurage, ont compris aussi la détérmination de la surface spécifique-de l'induction remanente, du champ coércitif, de la magnétisation à la saturation et de la température Curie. On a aussi effectué des études morpholoqiques à l'aide de la microscopie. Les résultats expérimentaux démontrent que les poudres qui ont présenté les paramètres les plus élevés ont été celles qui ont été réalisées par un vibro-moulin, pendant une durée de 10 à 15 heures, et qui ont été soumises ensuite à un traitement thermique à 800°C avec un palier de 3 heures.

CD 621.318.34.013.2
Dinculescu, P. : **L'étude expérimentale de la force d'attraction des aimants électriques de courant alternatif monophasés.**
Electrotehnica **19**, no. 12, dec. 1971, p. 456–464
A cause de la variation pulsative pendant un certain intervale de temps, la force attractive des aimants électriques de courant alternatif monophasé ainsi que ses componentes (force minime, force moyenne, force maxima) ne peuvent pas être mesurées directement, par voie mécanique. Dans cet ouvrage on présente une installation destinée au mesurage de la force, basée sur l'utilisation d'un traducteur tensiométrique. On présente la construction d'un calculateur électronique spécialisé, réalisé avec des éléments industriels, qui calcule les valeurs instantanées de la force par rapport aux tensions électromotrices induites dans des bobines-sondes, placées autour des portions parcourues par les flux qui déterminent la force.

Rubrique du jeune ingénieur
CD 621. 3. 014. 33
Pesici, M. : **La facteur d'asymétrie $\varkappa$ lors de l'apparition du courant de court-circuit..**
Electrotehnica **19**, no. 12, dec 1971, p. 465–463

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313. **MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE.**

CZ 621.313

Wof, H. G. **Pierderi de curenţi Foucault în partea frontală a maşinilor electrice mari.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **92,** nr. 4, apr. 1971, p. 207—210, 7 fig.

CZ 621,313

Pomper, P. **Asupra comportamentului static şi dinamic al convertizoarelor cu circuit oscilant.** În : Elektrotech. Z. (ETZ —A) **92,** nr. 4, apr 1971, p. 223—227, 11 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.313 : 537.312.62

Lange, F. **Supraconductibilitatea şi posibilităţile ei de aplicare în economia naţională.** În; Elektrie. **25**, nr. 4, 1971, p. 130—132 ,5 ref. bibl.

CZ 621.313.13

Bezrodnîi, P. A. **Asupra calculului unui motor electric cu funcţionare lină în regimurile de pornire şi frînare.** În : Elektricestvo, nr. 4, 1971, p. 45—48, 4 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.313.2 : 621.382

Trautnitz, W. **Motoare de curent continuu cu convertor cu tiristoare folosite în instalaţiile de ridicare ale unui şantier naval.** În : Siemens Z. **45**, nr. 5, mai 1971, p. 340—345, 7 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.281 : 537.312.62

Müller, G. **Utilizarea supraconductibilităţii în maşini electrice rotative.** În : Elektrie **25**, nr. 4, apr 1971, p, 133—139, 11 fig. 25 ref. bibl.

CZ 621.313.323

Schnisky, W. **Cuplu de acroşare a unui motor sincron.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **92**, nr. 4, apr 1971, p. 216—218, 2 fig., 10 ref. bibl.

CZ 621.313.323 : 62—57

Prozorov, A. V. şi *Rogachevski, S. V.* **Pornirea în frecvenţă a motoarelor magnetoelectrice sincrone cu limitare de curent.** În : Elektricestvo, nr. 2, 1971, p. 38—45, 2 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.313.333.025.3.001.24

Fokin, A. V. **Determinarea caracteristicilor motoarelor electrice cu saturarea dinţilor.** În : Elektricestvo, nr. 4, 1971, p. 52—55, 4 fig.‘ 1 tabl., 10 ref. bibl.

CZ 621.314. **TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE COMUTATRICE.**

CZ 621.314

Burmester, J. **Degajarea căldurii în colectoare.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **23**, nr. 6, 26 mar 1971, p. 119—121, 3 fig., 7 ref. bibl.

CZ 621.314.21.04

Biesenack, H. **Capacitatea la suprasarcină a transformatoarelor de curent alternativ monofazate.** În : Elektrie. **25**. nr. 3, mar 1971, p. 101—103, 3 ref. bibl.

CZ 621.314.212.048.81/82

Beletski, M. Z. ş.a. **Izolarea transformatoarelor de înaltă tensiune de putere cu hîrtie uleiată.** În : Elektricestvo, nr. 5, 1971, p. 42—47, 4 fig., 2 tabl., 11 ref. bibl.

CZ 621.314.57

Korb, F. **Dimensionarea termică a semiconductoarelor cu răcire naturală pentru convertizoarele statice cu comutaţie de linie.** În: Elektrotech. Z. (ETZ—A) **92**. nr. 4, apr 1971, p. 228—234, 15 fig., 4 tab 1 ref. bibl.

CZ 621.314.57/58

Büchner, P. **Metode pentru simularea analogică a elementelor de reglaj cu convectoare de curent.** În: Elektrie **25**, nr. 4, apr 1971, p. 146—148, 7 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.315 **TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLE. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAȚII**

CZ 621.315

Thibault, M. și *Galand.* **Metode fizico-chimice de analiza degradărilor izolațiilor în lucru.** În; Revue Gén. d'Électricité (RGE) **80**, nr. 1, ian 1971., . 46—53, 10 fig., 4 tabl., 7 ref. bibl.

CZ 621.315

Boettger, K. **Instalații de alimentare electrică sigure și rentabile datorită sistemelor multiparalele.** În: elektrotech. Z. (ETZ—B) **23**, nr. 5, 12 mar 1971, p. 97—99. 3 fig,. 1 tabl., 3 ref. bibl.

CZ 621.315.001

Grütz, A. și *Hochrainer, A.* **Studii matematice asupra disjunctoarelor de putere cu ajutorul unei teorii de arc electric generalizată.** În: Elektrotech. Z. (ETZ—A) **92**, nr. 4, apr 1971, p. 185—191, 13 fig. 12 ref. bibl.

CZ 621.315.1.001.24

Zahar, Itkin. **Asupra metodelor de fază și modală pentru calculul proceselor tranzitorii în liniile de transport de energie.** În: Elektricestvo, nr. 4, 1971, p. 18—24, 14 ref. bibl.

CZ 621.315.611.015.51.539.1.04

Vitohin, D. și *Wolf, M. E.* **Durata de amorsare a arcului termic în dielectrici solizi sub influența radiațiilor ionizante.** În: Elektricestvo, nr. 5, 1971, p. 51—53, 2 tabl., 3 ref. bibl.

CZ 621.315.612

Winkler, I. **Influența materialelor înfășurătoare a cablelor de transport îngropate asupra puterii admisibile.** În: Elektrotech. Z. (ETZ—A) **92**, nr, 3, mar 1971, p. 131—137, 10 fig., 3 tabl.

CZ 621.315.614.6:537 226

Weisman, M. L. **Structura hîrtiei electroizolante și influența ei asupra proprietăților hîrtiei și a izolației.** În: Elektricestvo, nr. 5, 1971, p. 47—51, 7 fig., 8 ref. bibl

CZ 621.315.615 : 531.753

Linke, G. **O nouă aparatură pentru determinarea stabilității uleiurilor izolante în cîmp electric.** În: Siemens Z, **45**, nr. 5, mai 1971, p. 382—385, 6 fig., ref. bibl.

CZ 621.316 **DISTRIBUIREA ENERGIEI ELECTRICE. REȚELE. REDESCHIDEREA ȘI INCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECȚIA APARATELOR ȘI INSTALAȚIILOR**

CZ 621.316 : 621.771

Staber, F. **Echipament electric pentru un laminor la rece de tip Sendzimir** (o firmă americană). În: Siemens Z, **45**, nr. 5, mai 1971, p. 350—356, 10 fig.

CZ 621.316.1.003.1

Vinoslavski, N. V. și *Shishkov, Z. V.* **Calculul rețelelor electrice de distribuție neuniforme pe baza cheltuielilor minime de investiții.** În: Elektricestvo, nr. 2, 1971, p. 15—18, 1 tabl., 3 ref. bibl.

CZ 621.316.91 : 621.316.932

Habiger, E. **Limitarea supratensiunii inductive de deconectare ale instalațiilor alimentate trifazat.** În: Elektrie, **25**, nr. 2, 1971, p. 59—61. 1 fig., 9 ref. bibl.

CZ 621.316.925 : 621.313.333

Gimoian, G. G. **Particularitățile protecției la supracurent a motoarelor asinerone în rețele de mică putere.** În: Elektricestvo, nr. 5, 1971, p. 26—31, 6 fig., 10 ref. bibl.

CZ 621.316.933.031.24

Oslon, V. A. și *Delianov, G. A.* **Calculul rețelelor de punere la pămînt în soluri stratificate.** În: Elektricestvo, nr. 5, 1971, p. 23—26, 2 fig., 7 ref. bibl.

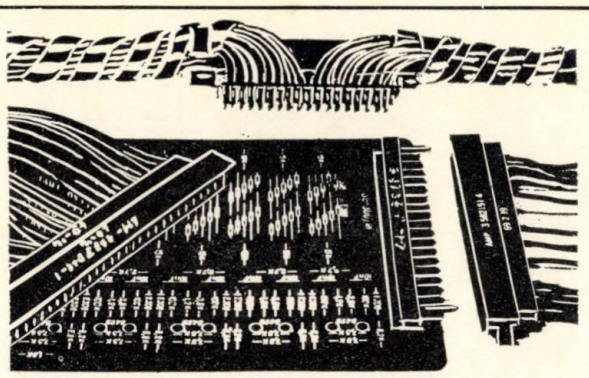
CZ 621.317 **TEHNICA MĂSURĂRILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ.**

CZ 621.317.772 : 621.317.784

Lange, W. **Aparate electronice pentru măsurarea componentelor de curent alternativ.** În: Elektrie **25**, nr. 2, feb 1971, p. 74—76, 9 fig. 1 ref. bibl.

CZ 621.317.785. 025.001.4 : 681.3

Müller, H. **Introducerea unui calculator de procese pentru încercarea contoarelor electrice.** În: Siemens Z, **45**, nr. 3, mar 1971, p. 147—151, 5 fig., 1 ref. bibl.



RACORDURI
PENTRU
CIRCUITE IMPRIMATE

În cadrul vastei game de produse electrotehnice realizate de AMP se găsesc și racorduri speciale pentru realizarea conexiunilor electrice la tablourile cu circuite imprimate,

Aceste produse se împart în două categorii :

— Racorduri cu o singură piesă ce se pot însera direct pe circuit imrimat,
— Racorduri cu două piese, una fixată pe circuitul imprimat cea de a doua putînd fi conectată la prima. Aceste racorduri corespund unor condiții de funcționare foarte grele,

Legarea conductorului la contactul racordului se realizează prin lipire sau ondulare, procedeu special ce permite legătura electrică între contact și conductor prin strivirea acestuia pe un sediu opus contactului,

AMP a realizat un procedeu special pentru legarea conductorului la contact denumit „Termi-Point", în cadrul căruia un colier special din bronz fosforos presează conductorul pe un contact rectangular.

Pentru informații suplimentare vă rugăm a scrie la :

AMP
AMP Italia S.p.A.
C.so F.lli Cervi 15
tel. 78.56.56 (10 linee)
10093 COLLEGNO (Torino)

PUBLICOM

CZ 621.315 **TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE, CABLURI. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE.**

CZ 621.315
Cartalleira, A. şi *Galand, J.* **Determinarea de la distanţă a temperaturilor în diverse puncte ale unei izolaţii.** În : Revue gen. d'Electricité (R.G.E.) **80**, nr. 1, ian 1971, p. 40—45, 8 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.315 : 621.317
Leiner, G. **Legea sistemului internaţional de unităţi (SI) şi modalităţile de aplicare.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **23**, nr. 9, 30 apr 1971, p. 207—211, 2 tabl., 20 ref. bibl.

CZ 621.315.001.61
Rasquin, S. **Tendinţele de simplificarea metodelor de calcul a cablelor pentru curent continuu de mare tensiune.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **92**, nr. 3, mar 1971, p. 152—155, 3 fig., 1 tabl., 2 ref. bibl.

CZ 621.315.211.2 : 621.616.9.6
Hetzer, S. şi *Kuhmann, H.* **Fabricaţia şi utilizarea cablelor de putere izolante în polietilenă termoplastică sau în polietilenă reticulată.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **92**, ne. 3, mar 1971, p. 141—146, 7 fig., 2 tabl., 10 ref. bibl.

CZ 621.315.61
Eichardt, B. ş.a. **Studii asupra influenţei tensiunii mecanice asupra rezistenţei dielectrice a izolaţiilor în polietilenă.** În : Elektrotech. Z (ETZ—A) **72**, nr. 3, mar 1971, p. 138—140, 9 fig., 7 ref. bibl.

CZ 621.315.614
Feser, K. şi *Mair, H. J.* **Rigiditatea dielectrică de durată scurtă a poliamidei 6.6.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A)**92** nr. 3, mar 1971, p. 174—176, 3 fig., 1 tabl., 2 ref. bibl.

CZ 621.315.614.617
Holland, Kh. şi *Illers, F.* **Dezvoltarea, încercările şi probele unei cutii terminale în răşină sintetică pentru cable de tensiune medie utilizate în exterior.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **92**, nr. 3, mar 1971, p. 147—151, 1 tabl., 8 ref. bibl.

CZ 621.316 **DISTRIBUIREA ENERGIEI ELECTRICE. RETELE. REDESCHIDEREA ŞI INCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MARIMILOR ELECTRICE. PROTECŢIA APARATELOR ŞI INSTALAŢIILOR**

CZ 621.316
Pflaum, E. şi *Waterschek, S.* **Deformarea curentului datorită tensiunii arcului, importanţa sa în verificarea disjunctoarelor de mare tensiune.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **92**, nr. 3, mar 1971, p. 160—173, 5 fig., 3 tabl., 6 ref. bibl.

CZ 621.316.1.001.24
Musin, M. A. **Alegerea căderii de tensiune admisibile în reţelele rulare de joasă tensiune din condiţia de funcţionare stabilă a electromotoarelor.** În : Elektricestvo, nr. 4, 1971, p. 40—45, fig.

CZ 621.316.37 (083.390) : 621.315
Frentz, A. şi *Schulze, H.* **Program pentru alegerea cablurilor şi conductoarelor pe baza costului optim.** În : Elektrie **25**, nr. 3, mar 1971, p. 93—94, 1 tabl., 3 ref. bibl.

CZ 621.316.91 : 621.316.932 : 621.316.82
Habiger, E. **Circuite de antiparazitare cu variatori — estimarea limitelor în funcţionare.** În : Elektrie **25**, nr. 5, mai 1971, p. 174—176, 4 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.316.925.2.001.24
Karinski, I. U. **Calculul statistic al protecţiilor la distanţă.** În : Elektricestvo, nr. 2, 1971, p. 30—33, 1 fig., 1 tabl., 5 ref. bibl.

CZ 621.318 **APLICAŢII INDUSTRIALE ALE MAGNETISMULUI ŞI MAGNEŢILOR. ELECTROMAGNETI. RELEE**

CZ 621.318
Preis, W. şi *Blencke, L.* **Mulaje continue de răşini cu aditivi.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **23**. nr. 6, 26 mar 1971, p. 124—126, 4 fig.

CZ 621.318.001.24
Gutorski, V. M. şi *Bushuev, A. V.* **Metodă grafo-analitică pentru calculul caracteristicilor dinamice ale mecanismelor electromagnetice.** În : Elektricestvo, nr. 4, 1971, p. 62—65, 4 fig., 1 tabl., 6 ref. bibl.

CZ 621.318.3
Adoniev, M. H., Afanasiev, V. V. şi *Karpenko, K. L.* **Electromagnet polarizat rapid cu forţă mare.** În : Elektricestvo, r. 4, 1971, p. 58—62, 7 fig., 5 ref. bibl.

Abonaţi-vă

la revistele:

CONSTRUCŢIA DE MAŞINI

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

ELECTROTEHNICA

I.I.S. ELECTROBANAT
TIMIȘOARA

EXECUTĂ ȘI LIVREAZĂ

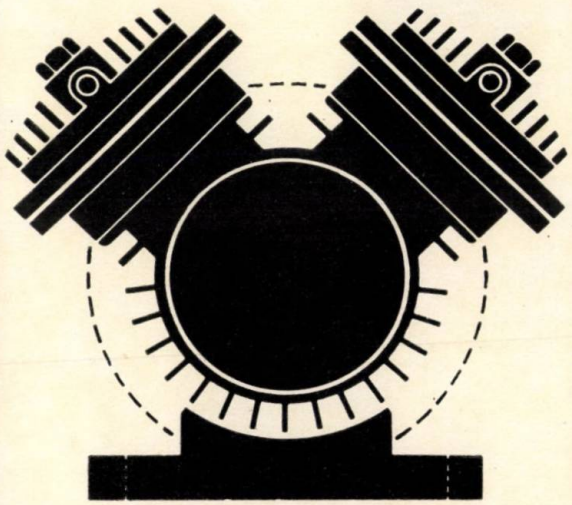
CORPURI DE
ILUMINAT
FLUORESCENTE

ȘI CU LĂMPI CU VAPORI DE MERCUR
PENTRU ORICE
DOMENIU

ELBA

I.I.S. ELECTROBANAT — TIMIȘOARA
STR. PESTALOZZI NR. 22
TELEFON 14260

Pari Compresoare mici



pentru operații de finisare în fabrică și în laboratoare

Compresoare cu membrană, cu putere activă constantă pînă la o presiune finală de 3,2 at și putere de aspirație de 92% = 700 mm Hg
Avantaje :

Durată lungă de funcționare
Funcționare fără zgomot
Gabarit mic
Greutate mică
Deservire ușoară
Aerul comprimat nu conține particule de ulei.

Prospectul vi-l punem la dispoziție, la cerere.

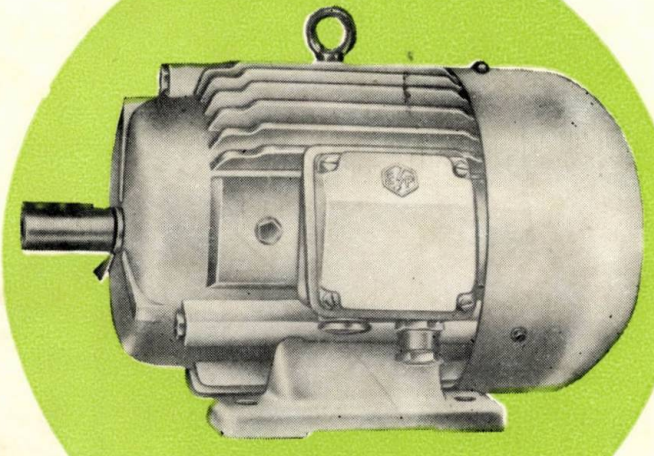
ORIGINAL HANAU

Quarzlampen GMBH

D 6450 Hanau — Höhensonne-Str.
Republica Federală a Germaniei

PUBLICOM

ELECTROPRECIZIA
SĂCELE-BRAȘOV
vă oferă



Motoare asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit din seria unitară la puteri cuprinse între 0,75—7,5 kW tip ASI gab. 90—132.

Aceste motoare se produc, la comandă pentru diverse tensiuni între 220 -500 V, frecvențe de 50 și 60 Hz, execuție climatică TH 2, cu protecție mărită la praf în diferite variante constructive și pentru turații între 750—3000 rot/min.

Echipament electric auto și tractor :

— Alternatoare 12 V ; 500 W (generatoare de curent alternativ cu redresor inclus)
— Regulatoare de tensiune
— Relee indicare încărcare baterie
— Demaroare 12 V, 4 CP
— Distribuitoare de aprindere pentru motoare cu 4 și 8 cilindri
— Bobine de aprindere 12 V
— Claxoane 12 V
— Relee de semnalizare 12 V
— Indicatoare de bord și traductoare 12 V.

Pentru amănunte, solicitați uzinei prospecte și cataloage în care găsiți caracteristicile tehnice.

UZINA DE MOTOARE SI COMPRESOARE

TIMPURI NOI

B U C U R E S T I

Pentru rezolvarea problemelor dv. privind antrenarea cu motoare diesel industriale și utilizarea compresoarelor de aer cu piston — consultați specialiștii uzinei „Timpuri Noi"

EXECUTĂ ȘI LIVREAZĂ

MOTOARE DIESEL CU PUTERI PÎNA LA 120 CP PENTRU:

Utilaje de construcții ● Utilaje pentru agricultură ● Pompe de uz general și special ● Generatoare de c.a. și c.c ● Motocare și motoridicătoare ● Ambarcațiuni ● Utilaje pentru silvicultură ● Utilizări diverse

COMPRESOARE DE AER CU PISTON, CU DEBITE PINĂ LA 10 M/MIN ȘI PRESIUNI DE 4 — 35 KGF/CM² PENTRU:

Locomotive ● Instalații petroliere ● Excavatoare ● Automatizări ● Troleibuze ● Șantiere ● Garaje ● Vopsitorii

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

INSTITUTUL DECORAT CU ORDINUL MUNCII CLASA I-a

Intenţionaţi desigur să vă diversificaţi produsele pe care le fabricaţi, pentru a fi tot mai competitive!

Cu siguranţă că vă puneţi problema caracterizării unor materiale pe care le utilizaţi în producţie, pe care aţi dori poate să le înlocuiţi cu altele mai bune sau mai ieftine!

Poate nu vă este indiferentă calitatea şi fiabilitatea produselor dvs., doriţi standuri şi metode de încercări care să vă dea în orice moment, indicaţii asupra nivelului tehnic la care aţi ajuns cu produsele!

Exportaţi produse. Vreţi să ştiţi ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizaţi să reziste corect la climatele cele mai diferite?

ICPE

La toate aceste întrebări ca şi la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare şi Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE), care în această perioadă îşi întocmeşte planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează

Institutul dispune de aparatură şi standuri de încercări moderne, specialişti de înaltă calificare, ateliere proprii de construcţii prototipuri, o experienţă de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteţi să i-o acordaţi

Telefonaţi la : 31.41.00

BUCUREŞTI - BD. T. VLADIMIRESCU Nr. 45-47 - TELEFON: 31.41.00